

ROBERTO FRANCISCO COELHO

**ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS
AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS
SOLARES FOTOVOLTAICOS**

FLORIANÓPOLIS
2008



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS
AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS
SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Dissertação submetida à Universidade
Federal de Santa Catarina como parte dos
requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

ROBERTO FRANCISCO COELHO

Florianópolis, dezembro de 2008.

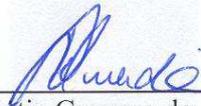
ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS SOLARES FOTOVOLTAICOS

ROBERTO FRANCISCO COELHO

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico e, aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador



Prof.ª Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

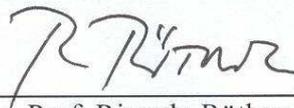
Banca Examinadora:



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Presidente



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Ricardo Rüther, Ph.D.

A meu pai e minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Inúmeras pessoas contribuíram para este trabalho fosse desenvolvido em sua forma completa e, desde já, sinceramente, agradeço a todas.

Agradeço ao professor Denizar Cruz Martins, pela orientação durante os 10 meses de elaboração deste trabalho.

Estendo o agradecimento aos demais professores do INEP, Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, Ivo Barbi, João Carlos dos Santos Fagundes e Samir Ahmad Mussa, pelas aulas ministradas durante o primeiro ano de mestrado e pela disponibilidade sempre que precisei.

A todos os funcionários do INEP, Antônio Luiz S. Pacheco, Fernando Lopes de Oliveira, Leonardo Defenti, Luis Marcellus Coelho, Felipe Fontanella e, em especial, à Regina Maura G. Marcusso, pela disposição e auxílio na solução dos problemas burocráticos.

Aos colegas de doutorado, André L. Fuerback, Alceu A. Badin, Carlos H. Illa Font, Cícero S. Postiglione, Elói A. Júnior, Gleyson L. Piazza, Kleber C. A. Souza, Márcio M. Casaro, Márcio S. Ortmann, Mateus F. Schonardie, Romeu Hausmann, Teles B. Lazzarin e Hugo R. E. Lariço, e também aos colegas de mestrado: Bruno S. Dupzak, Eduardo V. de Souza, Gabriel Tibola, Gierrri Waltrich, Gláucio R. T. Hax, Gustavo C. Flores, Mateus C. Maccarini, Rodrigo da Silva, Ronieri H. de Oliveira e Tiago Jappe, pelo convívio e compartilhamento de idéias no decorrer dos estudos.

Em especial, agradeço aos colegas Eduardo V. de Souza, Kleber C. A. Souza, Mateus F. Schonardie e Rodrigo da Silva, cujo dispêndio de tempo na busca de soluções para os problemas encontrados foi muito valoroso.

Agradeço ainda aos bolsistas de iniciação científica Lisandra K. Ries, Filipe Concer pelo empenho e dedicação, sem os quais o trabalho seria muito prejudicado.

A meus pais Manoel Teófilo Coelho e Odete B. dos Santos Coelho, pela educação proporcionada ao longo de minha vida e, mais que isso, pelo entusiasmo e incentivo ao longo do mestrado.

A meus irmãos Edson M. Coelho, Gisele C. Coelho pelo incentivo e, em especial, a minha irmã, Maristela Denise Coelho, que com paciência e conhecimento leu e releu este documento buscando e encontrando falhas e sugerindo melhorias.

Aos amigos Dirceu Rafanhin, Maico A. Marcelo e Rafael E. Ferreira, sempre

dispostos a discutir e, em especial, a André L. Citadin, que contribuiu significativamente no desenvolvimento do conteúdo referente ao capítulo 4.

Agradeço a Thayse T. Macedo, que acompanhou o desenvolvimento deste trabalho, sempre colaborando e compreendendo os momentos de ausência.

Ainda, estendo os agradecimentos ao LABSOLAR, que através do estudante Lucas Rafael do Nascimento, forneceu o equipamento necessário que uma parte do trabalho fosse realizada experimentalmente.

Por fim, agradeço ao INEP por propiciar o desenvolvimento prático de meu trabalho e ao CNPq, pelo auxílio financeiro.

“A busca do aperfeiçoamento exige zelo permanente, esforço continuado e paciência inesgotável”.

Joham Joseph Fux.

Resumo da Dissertação apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS SOLARES FOTOVOLTAICOS

ROBERTO FRANCISCO COELHO

Dezembro/2008

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavra Chave: Módulo Fotovoltaico, Conversor CC-CC, Rastreador de Máxima Potência.

Número de Páginas: 177

RESUMO: Neste trabalho é estudado um sistema rastreador de máxima potência, aplicado a módulos fotovoltaicos, capaz de processar até 200W de potência. A característica de saída do módulo fotovoltaico é uma curva não linear que apresenta um único ponto de máxima potência (*MPP*) para cada condição de radiação e temperatura de operação. Quando uma carga é interligada ao módulo, somente em situações muito específicas, o ponto de operação do sistema coincidirá com o *MPP* e, para qualquer outra situação, o sistema irá operar com potência aquém da máxima possível. Os circuitos rastreadores de máxima potência têm como função permitir que a operação dos módulos fotovoltaicos sempre se dê no *MPP*, independentemente das condições de radiação e temperatura. Para alcançar os objetivos propostos, o estudo inicia-se com a modelagem do módulo fotovoltaico, de maneira que um modelo acurado, capaz de representar com precisão o dispositivo real, seja obtido. Na seqüência, são analisados os conversores CC-CC, culminando no projeto de um conversor tipo Buck e um tipo Boost, ambos destinados ao rastreamento da máxima potência. Todo equacionamento, bem como resultados de simulação e experimentais que comprovam a teoria, são também apresentados.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

STUDY OF THE BUCK AND BOOST CONVERTERS APPLIED TO THE MAXIMUM POWER POINT TRACKING OF THE PHOTOVOLTAIC SOLAR SYSTEMS

ROBERTO FRANCISCO COELHO

December/2008

Advisor: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Area of Concentration: Power Eletronics and Electrical Drivers

Keywords: Photovoltaic Panel, DC-DC Converter, Maximum Power Point Tracker.

Number of Pages: 177

ABSTRACT: A maximum power point tracker system, applied to photovoltaic modules, able to process 200W of power, is studied in this work. The output characteristic of the photovoltaic module is a non-linear curve that presents a singular maximum power point (MPP), to each different condition of irradiation and temperature operation. When a load is connected to the module, just in rare situations, the operation point system will coincide to the MPP and, in any other situations, the system will operate with less power than possible. The maximum power point trackers (MPPT) have as function to allow the photovoltaic operations occurs always at the MPP, independently of irradiation and temperature conditions. To reach the proposed aims, the study starts with the photovoltaic module modeling, intending to get an accurate model able to represent the real device. In the sequence, the DC-DC converters are chosen, culminating in a Buck and a Boost converters, both of them applied to the maximum power point tracking. Finally, all equations, as well as simulation and experimental results, are also presented.

SUMÁRIO

Lista de Figuras.....	XII
Lista de Tabelas.....	XVI
Lista de Símbolos.....	XVII
Introdução Geral.....	1
1 A Tecnologia Fotovoltaica.....	5
1.1 Introdução	5
1.2 Uma Breve Revisão Histórica.....	5
1.3 Materiais Utilizados na Fabricação de Células Fotovoltaicas	6
1.4 Produtividade versus Custo.....	9
1.5 Conclusão.....	11
2 Alguns Conceitos Imprescindíveis à Modelagem dos Módulos e Arranjos Fotovoltaicos	13
2.1 Introdução	13
2.2 O Princípio Físico da Foto-Geração: O Efeito Fotovoltaico.....	13
2.3 Radiação Solar (S).....	17
2.4 Temperatura (T)	18
2.5 Massa de Ar (AM).....	18
2.6 Condições Padrões de Teste (STC).....	19
2.7 Distinção entre Célula, Módulo e Arranjo Fotovoltaico	19
2.7.1 Célula Fotovoltaica	19
2.7.2 Módulo Fotovoltaico.....	20
2.7.3 Arranjo Fotovoltaico	20
2.7.4 Característica de Saída.....	21
2.8 Conclusão.....	23
3 Modelagem dos Módulos e Arranjos Fotovoltaicos	25
3.1 Introdução	25
3.2 Circuitos Elétricos Equivalentes da Célula, Módulo e Arranjo Fotovoltaicos	25
3.2.1 Circuito Elétrico Equivalente da Célula Fotovoltaica.....	26
3.2.2 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Fotovoltaico.....	27
3.2.2.1 Módulo Fotovoltaico Obtido da Conexão de Células em Série.....	27
3.2.2.2 Módulo Fotovoltaico Obtido da Conexão de Células em Paralelo	30
3.2.2.3 Associação Mista de Células Fotovoltaicas	33
3.2.3 Circuito Elétrico Equivalente do Arranjo Fotovoltaico.....	35
3.3 Modelagem Matemática	36
3.3.1 Modelagem Matemática do Módulo Fotovoltaicos.....	37
3.3.2 Modelagem Matemática do Arranjo Fotovoltaico.....	47
3.4 Conclusão.....	49
4 Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência	51
4.1 Introdução	51
4.2 Circuitos Rastreadores de Máxima Potência	52
4.3 Técnica para Execução do MPPT	61
4.3.1 Método 1: Tensão Constante	62
4.3.2 Método 2: Perturba e Observa (P&O)	65

4.3.3	<i>Método 3: Condutância Incremental (CondInc)</i>	69
4.4	<i>Conclusão</i>	73
5	<i>Circuitos Auxiliares</i>	75
5.1	<i>Introdução</i>	75
5.1.1	<i>Sensor de Corrente e Circuito de Condicionamento da Corrente</i>	76
5.1.2	<i>Sensor de Tensão e Circuito de Condicionamento da Tensão</i>	80
5.1.3	<i>Hardware Externo para Acionamento do Microcontrolador PIC</i>	82
5.1.4	<i>Circuito de Comando</i>	84
5.1.5	<i>Determinação do Capacitor de Barramento</i>	87
5.2	<i>Conclusão</i>	88
6	<i>Conversor Buck Aplicado ao Rastreamento de Máxima Potência</i>	89
6.1	<i>Introdução</i>	89
6.2	<i>Projeto do Conversor Buck</i>	89
6.3	<i>Determinação da Região de Operação do Conversor Buck</i>	98
6.4	<i>Simulações</i>	99
6.4.1	<i>Método Simulado: Tensão Constante</i>	100
6.4.2	<i>Método Simulado: P&O</i>	103
6.4.3	<i>Método Simulado: CondInc</i>	106
6.5	<i>Resultados Experimentais</i>	108
6.5.1	<i>Método Testado: Tensão Constante</i>	108
6.5.2	<i>Método Testado: P&O</i>	111
6.5.3	<i>Método Testado: CondInc</i>	113
6.6	<i>Conclusão</i>	115
7	<i>Conversor Boost Aplicado ao Rastreamento de Máxima Potência</i>	117
7.1	<i>Introdução</i>	117
7.2	<i>Projeto do Conversor Boost</i>	117
7.3	<i>Determinação da Região de Operação do Conversor Boost</i>	124
7.4	<i>Simulações</i>	125
7.4.1	<i>Método Simulado: Tensão Constante</i>	126
7.4.2	<i>Método Simulado: P&O</i>	129
7.4.3	<i>Método Simulado: CondInc</i>	130
7.5	<i>Testes Sob Baixa Radiação</i>	132
7.6	<i>Resultados Experimentais</i>	133
7.6.1	<i>Método Testado: Tensão Constante</i>	134
7.6.2	<i>Método Testado: P&O</i>	135
7.6.3	<i>Método Testado: CondInc</i>	137
7.7	<i>Conclusão</i>	138
8	<i>Conclusão Geral</i>	141
9	<i>Referências Bibliográficas</i>	145
I	<i>Apêndice A – Diagrama de Blocos Do Modelo do Módulo Fotovoltaico</i>	149
I.I	<i>Modelo Desenvolvido para o Aplicativo SIMULINK</i>	149
I.II	<i>Modelo Desenvolvido para O Programa PSIM</i>	151
II	<i>Apêndice B – Código Fonte: Método da Tensão Constante</i>	155
III	<i>Apêndice C – Código Fonte: Método Perturba e Observa</i>	157
IV	<i>Apêndice D – Código Fonte: Método Condutância Incremental</i>	159
V	<i>Apêndice E – Fonte Auxiliar</i>	161
VI	<i>Apêndice F – Projeto Físico dos Indutores de Entrada e Saída do Conversor Buck</i>	163
VII	<i>Apêndice G – Esquemático Elétrico Completo e Lista dos Componentes Empregados</i>	171
VIII	<i>Apêndice H – Projeto Físico do Indutor de Entrada do Conversor Boost</i>	173

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1-1: Classificação das células fotovoltaicas em termos dos materiais utilizados.</i>	7
<i>Figura 1-2: Eficiência máxima alcançada ao longo dos anos para células fotovoltaicas.</i>	8
<i>Figura 1-3: Energia fotovoltaica nos principais países produtores.</i>	9
<i>Figura 1-4: Principais empresas fabricantes de módulos fotovoltaicos.</i>	10
<i>Figura 1-5: Custo associado à venda de módulos fotovoltaicas na Europa e Estados Unidos.</i>	10
<i>Figura 2-1: Silício dopado: (a) Dopagem com elemento trivalente (Boro), criando um substrato com falta de elétrons - tipo p; (b) Dopagem com elemento pentavalente (Fósforo), criando um substrato com excesso de elétrons - tipo n.</i>	14
<i>Figura 2-2: Junção pn e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de Silício, sob influência do campo elétrico E.</i>	14
<i>Figura 2-3: Espectro eletromagnético.</i>	16
<i>Figura 2-4: Célula fotovoltaica do ponto de vista físico.</i>	16
<i>Figura 2-5: Componentes da radiação solar.</i>	17
<i>Figura 2-6: Determinação do Índice de Massa de Ar em função do ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente.</i>	18
<i>Figura 2-7: Corte transversal de uma célula fotovoltaica.</i>	19
<i>Figura 2-8: Célula, módulo e arranjo fotovoltaico.</i>	20
<i>Figura 2-9: Curvas I×V para o módulo KC200GT: (a) sob radiação constante e diferentes temperaturas; (b) sob temperatura constante e diferentes radiações.</i>	21
<i>Figura 2-10: Alguns pontos fornecidos pelos fabricantes no STC.</i>	21
<i>Figura 2-11: Módulo fotovoltaico com células parcialmente sombreadas.</i>	23
<i>Figura 2-12: Módulo fotovoltaico com células totalmente sombreadas.</i>	23
<i>Figura 3-1: Célula fotovoltaica do ponto de vista físico.</i>	26
<i>Figura 3-2: Circuito elétrico equivalente idealizado para células fotovoltaicas.</i>	26
<i>Figura 3-3: Circuito elétrico equivalente para células fotovoltaicas contemplando parâmetros de perdas.</i>	27
<i>Figura 3-4: Representação alternativa para a célula fotovoltaica.</i>	27
<i>Figura 3-5: Associação em série de células fotovoltaicas idênticas.</i>	28
<i>Figura 3-6: Redução gradual do circuito elétrico equivalente composto por células fotovoltaicas idênticas em série.</i>	28
<i>Figura 3-7: Circuito elétrico equivalente resultante da associação em série, em sua forma compacta final.</i>	29
<i>Figura 3-8: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas em série.</i>	30
<i>Figura 3-9: Associação de células fotovoltaicas idênticas em paralelo.</i>	30
<i>Figura 3-10: Associação de células fotovoltaicas em paralelo com interligação dos pontos equipotenciais.</i>	31
<i>Figura 3-11: Circuito equivalente de células idênticas associadas em paralelo.</i>	31
<i>Figura 3-12: Circuito elétrico equivalente resultante da associação em paralelo de células fotovoltaicas, na forma compacta final.</i>	31
<i>Figura 3-13: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas em paralelo.</i>	32
<i>Figura 3-14: Módulo fotovoltaico obtido da associação mista de células fotovoltaicas.</i>	33
<i>Figura 3-15: Circuito elétrico equivalente oriundo da associação mista de células fotovoltaicas, na sua forma compacta.</i>	34
<i>Figura 3-16: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas de forma mista.</i>	34
<i>Figura 3-17: Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico.</i>	35
<i>Figura 3-18: Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico.</i>	37
<i>Figura 3-19: Comparação entre resultados de simulação e fornecidos pelo fabricante.</i>	43
<i>Figura 3-20: Curvas características traçadas para as seguintes condições: (a), (b): $S = 1000W / m^2$, $T = 25^{\circ}C$; (c), (d): $S = 800W / m^2$, $T = 47^{\circ}C$.</i>	44
<i>Figura 3-21: Mini-KLA.</i>	45
<i>Figura 3-22: Interface de pré-visualização das curvas obtidas através do Mini-KLA.</i>	46

Figura 3-23: Comparação entre resultados obtidos via simulação e experimentalmente: (a) curva $I \times V$; (b) curva $P \times V$	46
Figura 3-24: Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico.....	47
Figura 3-25: Curvas características $I \times V$ e $P \times V$ para o arranjo fotovoltaico sob diferentes condições de radiação e temperatura.....	48
Figura 4-1: Módulo fotovoltaico conectado diretamente a uma carga.....	52
Figura 4-2: Curvas de geração fotovoltaica e de carga.....	52
Figura 4-3: Módulo fotovoltaico interligado à carga por meio de um conversor CC-CC.....	53
Figura 4-4: Resistência efetiva $R_{ei}(D, R_{carga})$ vista do módulo fotovoltaico.....	54
Figura 4-5: Curva de carga referente à resistência equivalente de entrada $R_{ei}(D, R_{carga})$	55
Figura 4-6: Regiões de operação estipulada para o conversor Buck operando como MPPT.....	56
Figura 4-7: Regiões de operação estipulada para o conversor Boost operando como MPPT.....	58
Figura 4-8: Região de operação estipulada para os conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta operando como MPPT.....	60
Figura 4-9: Característica $P \times V$ com pontos de máxima potência conectados, sob temperatura constante.....	63
Figura 4-10: Característica $P \times V$ com pontos de máxima potência conectados, sob radiação constante.....	64
Figura 4-11: Fluxograma do algoritmo referente ao MPPT à tensão constante.....	65
Figura 4-12: Comparação entre o rastreamento de máxima potência para diferentes valores do passo ΔD : (a) e (b) Passo reduzido; (c) e (d) Passo elevado.....	66
Figura 4-13: Possibilidades de rastreamento sob mudanças abruptas da radiação.....	68
Figura 4-14: Fluxograma da técnica de rastreamento P&O.....	69
Figura 4-15: Curva da potência e derivada da potência em relação à tensão para um módulo fotovoltaico qualquer.....	70
Figura 4-16: Fluxograma da técnica de rastreamento CondInc.....	72
Figura 5-1: Conversor Buck e circuitos auxiliares.....	75
Figura 5-2: Modelo proposto para sensor Hall incluindo parâmetros não ideais.....	77
Figura 5-3: Comparação entre resultados de simulação e experimentais com a curva fornecida pelo fabricante.....	77
Figura 5-4: Circuito proposto para o condicionamento da corrente.....	78
Figura 5-5: Leitura e condicionamento do sinal de corrente de saída do módulo fotovoltaico.....	79
Figura 5-6: Comparação entre valores simulados e experimentais de V_{IPIC}	79
Figura 5-7: Filtro passa-baixas utilizado no circuito condicionador de corrente.....	80
Figura 5-8: Circuito proposto para leitura e condicionamento da tensão.....	81
Figura 5-9: Circuito para leitura e condicionamento do sinal de tensão destinado à simulação no software PSIM.....	82
Figura 5-10: Filtro passa-baixas utilizado na saída do circuito condicionador de tensão.....	82
Figura 5-11: Microcontrolador PIC e componentes externos.....	83
Figura 5-12: Circuito proposto para simulação do microcontrolador.....	84
Figura 5-13: Circuito de comando do MOSFET.....	84
Figura 5-14: Principais formas de onda obtidas para ratificação do procedimento de projeto do circuito de comando (Simulador utilizado: PSPICE).....	86
Figura 5-15: Representação do módulo fotovoltaico como fonte de tensão.....	87
Figura 6-1: Conversor Buck com filtros de entrada e saída.....	90
Figura 6-2: Conversor Buck sem capacitor de saída.....	90
Figura 6-3: Circuito elétrico equivalente do conversor Buck considerando-se todos os parâmetros de perda associados aos elementos passivos.....	93
Figura 6-4: Corrente no capacitor C_E de entrada do conversor Buck.....	93
Figura 6-5: Tensão V_{D1} e Corrente I_{D1} no diodo D_1	94
Figura 6-6: Tensão V_{S1} e Corrente I_{S1} no interruptor S_1	94
Figura 6-7: Conversor Buck proposto para simulação incluindo todos os parâmetros de perda.....	95
Figura 6-8: Corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	96
Figura 6-9: Detalhe da corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	96
Figura 6-10: Tensão de entrada (V_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	96
Figura 6-11: Corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	97
Figura 6-12: Detalhe da corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	97

Figura 6-13: Tensão de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	97
Figura 6-14: Detalhe da tensão de saída (V_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	98
Figura 6-15: Determinação da faixa de operação do conversor Buck para os parâmetros de projeto.....	99
Figura 6-16: Circuito completo a ser simulado.....	100
Figura 6-17: Comportamento da radiação S e temperatura T no decorrer das simulações.....	101
Figura 6-18: Tensão $V_{módulo}$, corrente $I_{módulo}$ e potência $P_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico com a utilização da técnica da tensão constante.....	101
Figura 6-19: Tensão $V_{módulo}$, corrente $I_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica P&O.....	103
Figura 6-20: Potência $P_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica P&O.....	104
Figura 6-21: Detalhe da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico mediante o emprego da técnica P&O.....	105
Figura 6-22: Comparação entre resposta do método P&O para distintos passos ΔD : (a) $\Delta D = 0,006$; (b) $\Delta D = 0,01$	105
Figura 6-23: Tensão $V_{módulo}$, corrente $I_{módulo}$ e potência $P_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica CondInc.....	106
Figura 6-24: Detalhe da tensão de saída do módulo fotovoltaico.....	107
Figura 6-25: Protótipo do circuito rastreador de máxima potência.....	108
Figura 6-26: Gráficos comparativos entre resultados experimentais, de simulação e no ponto de máxima potência.....	109
Figura 6-27: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com emprego da técnica da tensão constante para uma radiação $S = 987W / m^2$ e temperatura $T = 57^{\circ}C$	110
Figura 6-28: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.....	111
Figura 6-29: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica P&O para uma radiação de $S = 951W / m^2$ e temperatura de $T = 36^{\circ}C$	112
Figura 6-30: Detalhe da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico.....	113
Figura 6-31: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.....	113
Figura 6-32: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.....	114
Figura 6-33: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego do conversor Buck operando sob a técnica CondInc para $S = 980W / m^2$ e $T = 41^{\circ}C$	114
Figura 7-1: Conversor Boost.....	117
Figura 7-2: Circuito elétrico do conversor Boost.....	119
Figura 7-3: Corrente no capacitor C_o de saída do conversor Boost.....	119
Figura 7-4: Tensão V_{D_2} e Corrente I_{D_2} no diodo D_2	120
Figura 7-5: Tensão V_{S_2} no interruptor S_2	120
Figura 7-6: Corrente I_{S_2} no interruptor S_2	121
Figura 7-7: Conversor Boost, com parâmetros de perda, proposto para simulação.....	121
Figura 7-8: Corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	122
Figura 7-9: Detalhe da corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	122
Figura 7-10: Tensão de entrada (V_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	122
Figura 7-11: Corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	123
Figura 7-12: Detalhe da corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	123
Figura 7-13: Tensão de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	123
Figura 7-14: Detalhe da tensão de saída (V_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).....	124
Figura 7-15: Determinação da faixa de operação do conversor Boost para os parâmetros de projeto.....	125
Figura 7-16: Circuito completo a ser simulado.....	126
Figura 7-17: Comportamento da radiação S temperatura T no decorrer das simulações.....	127
Figura 7-18: Tensão $V_{módulo}$, corrente $I_{módulo}$ e potência $P_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Tensão Constante.....	127

<i>Figura 7-19: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Perturba e Observa.</i>	129
<i>Figura 7-20: Tensão $V_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Condutância Incremental.</i>	130
<i>Figura 7-21: Corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Condutância Incremental.</i>	131
<i>Figura 7-22: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico sob radiação de $S = 200W / m^2$ e temperatura $T = 25^{\circ}C$ para o conversor Boost operando sob as três técnicas de rastreamento estudadas.</i>	132
<i>Figura 7-23: Protótipo do conversor Boost.</i>	133
<i>Figura 7-24: Gráficos comparativos entre resultados experimentais, de simulação e no ponto de máxima potência.</i>	134
<i>Figura 7-25: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com emprego da técnica da Tensão Constante para $S = 990W / m^2$ e $T = 53^{\circ}C$</i>	135
<i>Figura 7-26: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.</i>	136
<i>Figura 7-27: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica P&O, sob temperatura $T = 37^{\circ}C$ e radiação $S = 930W / m^2$.</i>	137
<i>Figura 7-28: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.</i>	137
<i>Figura 7-29: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego do conversor Boost operando sob a técnica CondInc.</i>	138

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 3-1: Parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão serial de células.....</i>	<i>30</i>
<i>Tabela 3-2: Principais parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão paralela de células fotovoltaicas.</i>	<i>33</i>
<i>Tabela 3-3: Principais parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão mista de células fotovoltaicas idênticas.</i>	<i>35</i>
<i>Tabela 3-4: Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos fotovoltaicos.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabela 3-5: Especificações elétricas do módulo fotovoltaico KC200GT.....</i>	<i>43</i>
<i>Tabela 3-6: Comparação entre os resultados no ponto de máxima potência referente às curvas obtidas via simulação e fornecidas pelo fabricante.....</i>	<i>45</i>
<i>Tabela 3-7: Especificações do arranjo constituído de módulos fotovoltaicos KC200GT.....</i>	<i>48</i>
<i>Tabela 4-1: Principais parâmetros dos conversores CC-CC empregados como MPPT.</i>	<i>60</i>
<i>Tabela 5-1: Especificações elétricas do sensor Hall LTSR - 15PN</i>	<i>76</i>
<i>Tabela 6-1: Especificações para projeto do conversor Buck MCC.</i>	<i>91</i>
<i>Tabela 6-2: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica da Tensão Constante aplicada ao conversor Buck através de simulação.</i>	<i>102</i>
<i>Tabela 6-3: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica P&O aplicada ao conversor Buck através de simulação.</i>	<i>104</i>
<i>Tabela 6-4: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica CondInc aplicada ao conversor Buck através de simulação.</i>	<i>107</i>
<i>Tabela 7-1: Especificações para projeto do conversor Boost MCC.</i>	<i>118</i>
<i>Tabela 7-2: Comparação entre resultados no MPP e obtidos com o emprego da técnica da Tensão Constante aplicada ao conversor Boost através de simulação.</i>	<i>128</i>
<i>Tabela 7-3: Comparação entre resultados no MPP e obtidos com o emprego da técnica P&O aplicada ao conversor Boost através de simulação.</i>	<i>130</i>
<i>Tabela 7-4: Comparação entre resultados no MPP e obtidos com o emprego da técnica CondInc aplicada ao conversor Boost através de simulação.</i>	<i>131</i>

SÍMBOLOS UTILIZADOS

SÍMBOLO	SIGNIFICADO	UNIDADE
A	Coefficiente de idealidade de um diodo	
$\acute{a}rea$	Área da superfície de um módulo fotovoltaico	m^2
AM	Índice relacionado à massa de ar dentro da atmosfera terrestre	
$AM0$	Constante relacionada à massa de ar fora da atmosfera terrestre	
AM^{ref}	Constante relacionada à massa de ar nas condições de referência	
c	Velocidade da luz no vácuo	m / s
C_{bar}	Capacitor de barramento	F
C_E	Capacitor do filtro de entrada	F
C_O	Capacitor do filtro de saída	F
D	Razão cíclica	
$D(n)$	Razão cíclica da iteração atual	
$D(n-1)$	Razão cíclica da iteração anterior	
$D_{arranjo}$	Diodo que modela junção pn em um arranjo fotovoltaico	
D_{cel}	Diodo que modela junção pn em uma célula fotovoltaica	
D_{max}	Razão cíclica máxima	
D_{min}	Razão cíclica mínima	
$D_{módulo}$	Diodo que modela junção pn em um módulo fotovoltaico	
D_1	Diodo do conversor Buck	
D_2	Diodo do conversor Boost	
\vec{E}	Campo Elétrico na junção pn	V / m
E_{abs}	Erro absoluto	
$E_{fóton}$	Energia de um fóton	J
E_G	Energia de banda proibida do semiconductor	$e \cdot V$
$E(I)$	Erro entre o ponto de operação e o de máxima potência referente à corrente de saída do módulo fotovoltaico	%
$E(P)$	Erro entre o ponto de operação e o de máxima potência referente à potência de saída do módulo fotovoltaico	%
E_{rel}	Erro relativo	%
$E(V)$	Erro entre o ponto de operação e o de máxima potência referente à tensão de saída do módulo fotovoltaico	%
f_c	Frequência de corte do filtro passa-baixas	Hz
f_{MPPT}	Frequência com que ocorre o rastreamento de máxima potência	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
G	Ganho do sensor de corrente	
G_V	Característica estática de tensão de um conversor CC-CC	

G_I	Característica estática de corrente de um conversor CC-CC	
h	Constante de Planck	$J \cdot s$
I	Sinal de corrente condicionado	A
$I_{arranjo}$	Corrente de saída de um arranjo fotovoltaico	A
$I_{BT(1,2)}$	Corrente de base de transistores $T_{1,2}$	A
I_{carga}	Corrente que circula na carga de um conversor CC-CC	A
I_{cc}^{ref}	Corrente de curto circuito nas condições de referência	A
$I_{CT(1,2)}$	Corrente de coletor de transistores $T_{1,2}$	A
I_{CEef}	Corrente eficaz no capacitor de entrada	A
$I_{CEef\ max}$	Corrente eficaz máxima no capacitor de entrada	A
I_{COef}	Corrente eficaz no capacitor de saída	A
$I_{COef\ max}$	Corrente eficaz máxima no capacitor de saída	A
I_{cel}	Corrente de saída de uma célula fotovoltaica	A
I_{DSS}	Corrente direta máxima no interruptor <i>MOSFET</i> (especificação do fabricante)	A
I_{D1}	Corrente no diodo do conversor Buck	A
I_{D1med}	Corrente média no diodo do conversor Buck	A
I_{D2}	Corrente no diodo do conversor Boost	A
I_{D2med}	Corrente média no diodo do conversor Boost	A
$I_{Darranjo}$	Corrente que circula pelo diodo $D_{arranjo}$	A
I_{Dcel}	Corrente que circula pelo diodo D_{cel}	A
$I_{Dmódulo}$	Corrente que circula pelo diodo $D_{módulo}$	A
I_F	Corrente direta máxima em um diodo (especificação do fabricante)	A
I_g	Corrente de comando do <i>MOSFET</i>	A
I_{med}	Valor de corrente medida	A
I_{mp}	Corrente no ponto de máxima potência	A
I_{mp}^{ref}	Corrente de máxima potência nas condições de referência	A
I_{pmax}	Máxima corrente de entrada do sensor de corrente	A
I_{pmin}	Mínima corrente de entrada do sensor de corrente	A
I_N	Corrente nominal do sensor de corrente	A
$I(n)$	Corrente lida na iteração atual	A
$I(n-1)$	Corrente lida na iteração anterior	A
I_p	Corrente lida pelo sensor de corrente	A
$I_{módulo}$	Corrente de saída de um módulo fotovoltaico	A
$I_{pharranjo}$	Corrente gerada por um arranjo fotovoltaico	A
I_{phcel}	Corrente gerada por uma célula fotovoltaica	A
$I_{phmódulo}$	Corrente gerada por um módulo fotovoltaico	A

$I_{Ph\acute{m}odulo}^{ref}$	Corrente gerada por um m3dulo fotovoltaico nas condi33es de refer33ncia	A
$I_{Rp\acute{arranjo}}$	Corrente que circula pelo resistor $R_{p\acute{arranjo}}$	A
$I_{Rp\acute{arranjo}}$	Corrente que circula pelo resistor $R_{p\acute{cel}}$	A
$I_{Rp\acute{m}odulo}$	Corrente que circula pelo resistor $R_{p\acute{m}odulo}$	A
I_{sim}	Valor de corrente simulada	A
I_{S1}	Corrente no interruptor do conversor Buck	A
I_{S1med}	Corrente m3dia no interruptor do conversor Buck	A
I_{S2}	Corrente no interruptor do conversor Boost	A
I_{S2med}	Corrente m3dia no interruptor do conversor Boost	A
I_0	Corrente reversa do diodo que modela a jun33o pn de um m3dulo fotovoltaico	A
I_0^{ref}	Corrente reversa do diodo que modela a jun33o pn de um m3dulo fotovoltaico nas condi33es de refer33ncia	A
k	Constante de Boltzmann	J / K
k_{inc}	Ganho empregado na t3cnica da condut3ncia incremental	
K_{IPIC}	Tens3o de sa3da do circuito condicionador de corrente	
k_{TC}	Ganho empregado na t3cnica da tens3o constante	
K_{VPIC}	Tens3o de sa3da do circuito condicionador de tens3o	
L_E	Indutor do filtro de entrada	H
L_{inP}	Indut3ncia associada ao sensor de corrente	H
L_O	Indutor do filtro de sa3da	H
n	Portador de carga negativa	
n_p	N3mero de c3lulas em paralelo em um m3dulo fotovoltaico	
N_p	N3mero de m3dulos em paralelo em um arranjo fotovoltaico	
n_s	N3mero de c3lulas em s3rie em um m3dulo fotovoltaico	
N_s	N3mero de m3dulos em s3rie em um arranjo fotovoltaico	
n_{step}	N3mero de incrementos ou decrementos at3 que o regime permanente seja alcan3ado	
p	Portador de carga positiva	
pn	Jun33o entre portadores de carga de um semiconductor	
$P_{el3trica}$	Pot3ncia el3trica gerada por um m3dulo fotovoltaico	W
P_{med}	Valor de pot3ncia medida	W
P_{mp}	M3xima pot3ncia	W
$P(n)$	Pot3ncia obtida na itera33o atual	W
$P(n-1)$	Pot3ncia obtida na itera33o anterior	W
P_{sim}	Valor de pot3ncia simulada	W
q	Carga elementar	C
R_{DSon}	Resist3ncia de condu33o do interruptor <i>MOSFET</i>	Ω
$R_{ei}(D, R_{carga})$	Resist3ncia efetiva de entrada vista por um m3dulo fotovoltaico em fun33o da raz3o c3clica	Ω
$R_{ei}(G_V, R_{carga})$	Resist3ncia efetiva de entrada vista por um m3dulo fotovoltaico em fun33o da caracter3stica est3tica de tens3o	Ω
$R_{p\acute{arranjo}}$	Resist3ncia paralela de um arranjo fotovoltaico	Ω
$R_{p\acute{cel}}$	Resist3ncia paralela de uma c3lula fotovoltaica	Ω
R_{carga}	Resist3ncia de carga de um conversor CC-CC	Ω
R_{inP}	Resist3ncia associada ao sensor de corrente	Ω
$R_{p\acute{m}odulo}$	Resist3ncia paralela de um m3dulo fotovoltaico	Ω

$R_{S_{arranjo}}$	Resistência série de um arranjo fotovoltaico	Ω
$R_{S_{cel}}$	Resistência série de uma célula fotovoltaica	Ω
RSE	Resistência série equivalente de um capacitor	Ω
$R_{S_{módulo}}$	Resistência série de um módulo fotovoltaico	Ω
S	Radiação solar	W / m^2
S^{ref}	Radiação solar nas condições de referência	W / m^2
S_1	Interruptor do conversor Buck	
S_2	Interruptor do conversor Boost	
T	Temperatura	$^{\circ}C$
T^{ref}	Temperatura nas condições de referência	$^{\circ}C$
T_a, T_b, T_c	Valores quaisquer de temperatura	$^{\circ}C$
t_{RP}	Tempo para alcançar o regime permanente	s
u_1	Coefficiente de temperatura da corrente nas condições de referência	$A/^{\circ}C$
V	Sinal de tensão condicionado	V
$V_{arranjo}$	Tensão de saída de um arranjo fotovoltaico	V
V_{ca}^{ref}	Tensão de circuito aberto	V
$V_{ca_{módulo}}$	Tensão de circuito aberto de um módulo fotovoltaico	V
V_{carga}	Tensão aplicada à carga de um conversor CC-CC	V
V_{cel}	Tensão de saída de uma célula fotovoltaica	V
$V_{CET(1,2)}$	Tensão entre coletor e emissor dos transistores $T_{1,2}$	V
$V_{D_{arranjo}}$	Tensão sobre o diodo que modela o arranjo fotovoltaico	V
$V_{D_{cel}}$	Tensão sobre o diodo que modela a célula fotovoltaica	V
$V_{D_{módulo}}$	Tensão sobre o diodo que modela o módulo fotovoltaico	V
V_{DSS}	Máxima tensão direta aplicada ao interruptor <i>MOSFET</i> (especificação do fabricante)	V
V_{D1}	Tensão sobre o diodo do conversor Buck	V
V_{D1max}	Tensão máxima sobre o diodo do conversor Buck	V
V_{D2}	Tensão sobre o diodo do conversor Boost	V
V_{D2max}	Tensão máxima sobre o diodo do conversor Boost	V
V_E	Tensão de entrada do conversor CC-CC	V
V_F	Queda de tensão no diodo em condução (especificação do fabricante)	V
V_g	Tensão de comando do <i>MOSFET</i>	V
V_{gramp}	Tensão de grampeamento	V
V_{Hall}	Tensão de saída do sensor de corrente	V
$V_{Hallmax}$	Máxima tensão de saída do sensor de corrente	V
$V_{Hallmin}$	Mínima tensão de saída do sensor de corrente	V
V_{IPIC}	Tensão de saída do circuito condicionador de tensão	V
$V_{IPICmax}$	Máxima tensão de saída do circuito condicionador de tensão	V
$V_{IPICmin}$	Mínima tensão de saída do circuito condicionador de tensão	V
V_{IPIC_f}	Tensão de saída do circuito condicionador de tensão após filtragem	V
V_{mp}	Tensão de máxima potência	V
V_{mp}^{ref}	Tensão de máxima potência nas condições de referência	V
V_{med}	Valor de tensão medida	V
$V(n)$	Tensão lida na iteração atual	V
$V(n-1)$	Tensão lida na iteração anterior	V

V_{carga}	Tensão de saída do conversor CC-CC	V
V_{offset}	Nível médio da tensão de saída do sensor de corrente	V
V_R	Tensão reversa máxima em um diodo	V
V_{SI}	Tensão aplicada ao interruptor do conversor Buck	V
$V_{SI_{max}}$	Tensão máxima aplicada ao interruptor do conversor Buck	V
V_{S2}	Tensão aplicada ao interruptor do conversor Boost	V
$V_{S2_{max}}$	Tensão máxima aplicada ao interruptor do conversor Boost	V
$V_{módulo}$	Tensão de saída de um módulo fotovoltaico	V
V_T	Tensão térmica	V
V_{VPIC}	Tensão de saída do circuito condicionador de tensão	V
V_{VPIC_f}	Tensão de saída do circuito condicionador de tensão após filtragem	V
V_T^{ref}	Tensão térmica nas condições de referência	V
$X_{fabricante}$	Valor de qualquer grandeza fornecida pelo fabricante	
$X_{simulado}$	Valor de qualquer grandeza obtida por simulação	
ΔD	Passo de incremento da razão cíclica	
$\Delta I_{módulo}$	Diferença entre as correntes da iteração atual e anterior	A
$\Delta I_{L_{Emax}}$	Máxima ondulação de corrente no indutor de entrada	A
$\Delta I_{L_{Omax}}$	Máxima ondulação de corrente no indutor de saída	A
$\Delta V_{módulo}$	Diferença entre as tensões da iteração atual e anterior	V
ΔV_{CEmax}	Máxima ondulação de tensão no capacitor de entrada	V
ΔV_{COmax}	Máxima ondulação de tensão no capacitor de saída	V
Δt_{MPPT}	Intervalo de tempo entre as atualizações da razão cíclica	s
$\eta_{módulo}$	Rendimento de um módulo fotovoltaico	
ν	Frequência de onda	Hz
θ	Ângulo zenital	grau
$\theta_{Rei}(D, R_{carga})$	Ângulo de inclinação da curva de carga em função da razão cíclica	grau

ABREVIATURAS UTILIZADAS

ABREVIACÃO

SIGNIFICADO

A/D	Analógico/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CondInc	Condutância Incremental
DSP	Processador Digital de Sinais
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LCD	Display de Cristal Líquido
MCC	Modo de Condução Contínua
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreador de máxima potência
OMM	Organização Mundial de Meteorologia
P&O	Perturba e Observa
STC	Condições Padrões de Teste
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

PREFIXOS DE UNIDADES (SI)

PREFIXO	SIGNIFICADO
<i>p</i>	<i>pico</i> (10^{-12})
<i>n</i>	<i>nano</i> (10^{-9})
μ	<i>micro</i> (10^{-6})
<i>m</i>	<i>mili</i> (10^{-3})
<i>k</i>	<i>kilo</i> (10^3)
<i>M</i>	<i>mega</i> (10^6)
<i>G</i>	<i>giga</i> (10^9)
<i>T</i>	<i>tera</i> (10^{12})

UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS

UNIDADE	SIGNIFICADO
<i>A</i>	<i>Ampère</i>
<i>C</i>	<i>Coulomb</i>
<i>F</i>	<i>Farad</i>
<i>H</i>	<i>Henry</i>
<i>Hz</i>	<i>Hertz</i>
<i>J</i>	<i>Joule</i>
<i>K</i>	<i>Kélvín</i>
<i>m</i>	<i>metro</i>
Ω	<i>Ohm</i>
<i>s</i>	<i>segundo</i>
<i>V</i>	<i>Volt</i>
<i>W</i>	<i>Watt</i>
$^{\circ}\text{C}$	<i>Grau Célsius</i>

INTRODUÇÃO GERAL

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 adéquem 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 fotovoltaicas de energia.

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 paralelo da eletrônica de potência, que é utilizada como ferramenta para o processamento da energia fotogerada.

Na maior parte das aplicações, a eletrônica de potência é utilizada com o objetivo de processar os níveis de tensão e corrente de entrada, tornando-os adequados para

alimentar uma carga específica. No caso de cargas em corrente contínua, são utilizados os conversores CC-CC e, no caso de cargas em corrente alternada, os conversores CC-CA.

Em muitas aplicações, o conversor é utilizado entre o módulo fotovoltaico e a carga, não somente para mantê-la adequadamente alimentada, mas também para permitir que o módulo atue sempre no ponto de máxima transferência de potência. Este tipo de aplicação é tão importante que, na literatura, os conversores utilizados com esta finalidade são especialmente denominados de rastreadores de máxima potência.

Neste trabalho, serão apresentados todos os conceitos necessários para o desenvolvimento prático de um conversor CC-CC tipo Buck e outro tipo Boost, destinados a operar como rastreadores de máxima potência.

No capítulo 1, será realizado um breve resumo da história da tecnologia fotovoltaica, sendo estabelecidos os principais aspectos concernentes aos materiais utilizados e sua evolução, os principais produtores mundiais de células fotovoltaicas, além da apresentação de alguns dados estatísticos relacionados aos custos e produtividade.

No capítulo 2, serão estabelecidos os principais conceitos relacionados à fotogeração, sem os quais a compreensão dos capítulos posteriores será dificultada. Serão definidos conceitos como efeito fotovoltaico, radiação, temperatura, massa de ar, além da distinção entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

No capítulo 3, será abordada a modelagem matemática dos módulos fotovoltaicos. Neste item serão apresentados todos os procedimentos necessários para que, a partir dos dados fornecidos pelo fabricante do módulo fotovoltaico, possa-se obter um modelo acurado, capaz de representar, com grande precisão, via simulação, o dispositivo real. A importância deste capítulo é notória, uma vez que somente com um modelo preciso dos módulos fotovoltaicos, será possível obter resultados de simulação condizentes aos experimentais, quando o sistema completo estiver sendo simulado.

No capítulo 4, serão introduzidas as técnicas que permitem o controle do conversor CC-CC de modo a se impor aos módulos fotovoltaicos a operação no ponto de máxima transferência de potência. Inicialmente serão levantadas as principais técnicas citadas na literatura e, as mais importantes do ponto de vista do estudo (técnica da tensão constante, perturba e observa e condutância incremental), serão abordadas mais aprofundadamente, possibilitando sua implementação prática.



No capítulo 5, de relevância secundária, serão apresentados os projetos dos circuitos auxiliares, propostos para implementação prática do sistema de rastreamento de máxima potência.

O capítulo 6 será destinado ao estudo do conversor Buck operando como rastreador de máxima potência. Inicialmente será realizado o projeto dos componentes que o constituem e, em seguida, o mesmo será aplicado à finalidade proposta. Resultados de simulação e experimentais, mediante a construção de um protótipo, também serão apresentados.

Por fim, no capítulo 7, a ênfase será dada à operação do conversor Boost, projetado para operar, também, como rastreador de máxima potência. Novamente, resultados de simulação e experimentais comprovarão a teoria apresentada.



A TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

1.1 INTRODUÇÃO

A consolidação da tecnologia fotovoltaica como uma fonte viável de geração de energia elétrica vem ocorrendo vagarosamente ao longo de quase dois séculos de história, sendo marcada pelo surgimento de materiais mais eficientes voltados à foto-conversão, redução dos custos e elevação acentuada da produtividade.

Neste capítulo serão abordados alguns aspectos referentes à tecnologia fotovoltaica. Inicialmente será apresentada uma breve revisão histórica desde o surgimento da primeira célula até os dias atuais, seguida pela apresentação dos principais materiais empregados na foto-conversão e, por fim, serão entrelaçados custo e produtividade no cenário mundial.

1.2 UMA BREVE REVISÃO HISTÓRICA

As células fotovoltaicas são constituídas de materiais semicondutores capazes de converter a energia solar incidente diretamente em energia elétrica. O efeito fotovoltaico, conforme é denominado o fenômeno, foi descoberto em 1839 por Edmond Becquerel que, a partir da exposição, à luz, de placas metálicas mergulhadas em um eletrólito, gerou uma pequena diferença de potencial sem, no entanto, conseguir explicar as causas [1].

Quatro décadas mais tarde, dois inventores norte-americanos desenvolveram o primeiro dispositivo sólido para geração de eletricidade a partir da luz [2], com base nas propriedades do Selênio. Contudo, a célula rudimentar desenvolvida apresentava baixíssima eficiência, não ultrapassando 0,5%.

Para que o efeito fotovoltaico tomasse caráter científico, já que até então somente haviam sido obtidos resultados empíricos, foi necessário o surgimento da mecânica quântica ou, mais precisamente, da física dos semicondutores e da teoria da dualidade onda-partícula, proposta por Albert Einstein em 1905.

Durante as cinco décadas decorrentes, as aplicações envolvendo a nova tecnologia ficaram confinadas em laboratórios, até que em 1953, nos Laboratórios Bell, o químico Calvin Fuller, mediante o processo de dopagem, desenvolveu a primeira célula de Silício¹, chegando a 6% de eficiência [4]. Perante a possibilidade de redução de peso e volume, as novas células de Silício foram imediatamente incorporadas às estações espaciais em substituição às baterias químicas, até então utilizadas.

Todo esforço empregado para aumentar a eficiência das células fotovoltaicas no decorrer dos anos 60, visando às aplicações espaciais, deu lugar, na década seguinte, às motivações causadas pela crise do petróleo, em 1973, culminando pela primeira vez em células fotovoltaicas com eficiências da ordem de 20% e no surgimento da primeira empresa do setor fotovoltaico, a SOLAREX [4].

No decorrer dos anos 80 e 90, o fator de incentivo à continuidade das pesquisas estava fortemente atrelado ao apelo ecológico em virtude da percepção das alterações climáticas causadas pela queima de combustíveis fósseis. Destarte, sob intervenção governamental foi construída nos Estados Unidos, em 1982, a primeira usina fotovoltaica de grande porte (MW) e lançado o programa “telhados fotovoltaicos” na Alemanha em 1990, bem como no Japão, em 1993.

O novo milênio veio acompanhado pela ultrapassagem do primeiro bilhão de células produzidas [4] e, recentemente, a utilização de multijunções permitiu o desenvolvimento, em laboratório, da primeira célula fotovoltaica com eficiência da ordem de 40%.

Futuramente, a tendência é desenvolver materiais sintéticos e orgânicos que aumentem a capacidade de absorção da luz solar por comprimento de onda, permitindo a redução dos custos associados [5].

1.3 MATERIAIS UTILIZADOS NA FABRICAÇÃO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

O desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica se deve em grande parte ao

¹O Silício é o material semiconductor empregado em maior escala na fabricação de células fotovoltaicas, fato este justificado por ser o segundo elemento mais abundante na superfície da Terra, perfazendo cerca de 27,7% de seu peso [3].

aperfeiçoamento dos materiais utilizados na fabricação das células.

De maneira simplificada, uma célula pode ser entendida como um semicondutor no qual são adicionadas impurezas através do processo de dopagem, sendo que diferentes dopantes causam alterações nas características de tensão e corrente de saída, modificando significativamente a eficiência de conversão da mesma [6].

Com o desenvolvimento tecnológico, uma gama bastante ampla de materiais surgiu voltada à fabricação de células fotovoltaicas. A *Figura 1-1* classifica as células de acordo com o material utilizado.

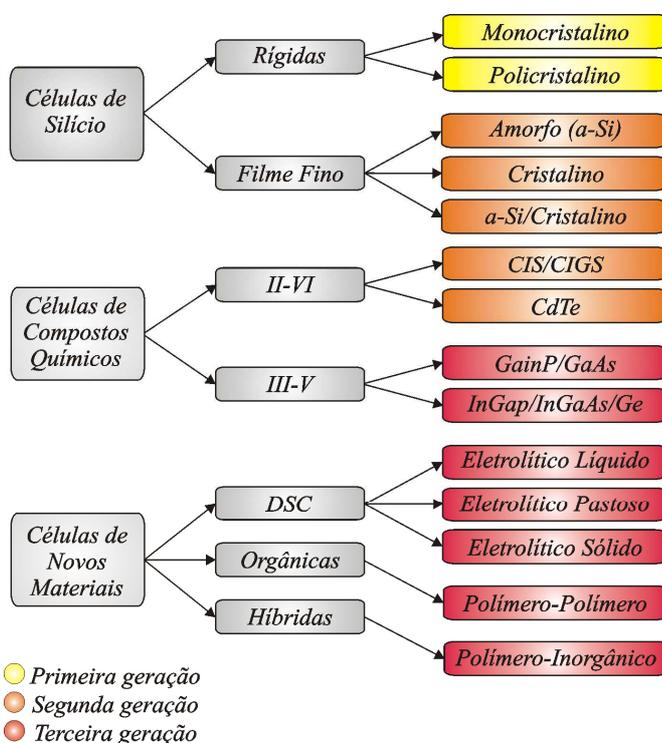


Figura 1-1: Classificação das células fotovoltaicas em termos dos materiais utilizados.

De acordo com a *Figura 1-1*, três classes de células fotovoltaicas são produzidas atualmente, quais sejam: células baseadas no Silício, células constituídas de compostos químicos e células elaboradas de outros materiais, podendo ser distinguidas como sendo de primeira, segunda ou terceira geração [7].

A primeira geração de células fotovoltaicas é formada pelas células oriundas do Silício na forma monocristalina (com eficiência comercial em torno de 15%) e policristalina (com eficiência em torno de 12%) [8].

A segunda geração está baseada em tecnologias de filmes finos, podendo ser constituídos de Silício amorfo (*a-Si*), Silício policristalino, camadas intercaladas de Silício

amorfo e policristalino, Disseleneto de Cobre e Índio (*CIS e CIGS*) e Telureto de Cádmiio (*CdTe*). Em termos percentuais, estas células apresentam rendimentos da ordem de 7% em aplicações comerciais [9].

A terceira geração de células contempla as tecnologias mais recentes, incluindo células multijunção, células com corantes (*DSC*), células orgânicas e híbridas.

As células multijunção são constituídas, não por apenas um material semiconductor, mas por dois (*2J*), três (*3J*) ou quatro (*4J*), caracterizando a dupla, tripla ou quádrupla junção, respectivamente. A grande vantagem dessas células é o fato de permitirem a absorção diferenciada por comprimento de onda da luz incidente, aumentando significativamente a eficiência de conversão que pode chegar a 40% em laboratório [9].

Na mesma linha de pesquisa, as recentes células sensibilizadas por corantes (*Dye-Sensitized Solar Cells*), em que corantes são adicionados à célula facilitando a absorção da energia foto-incidente, apresentam previsão de eficiência máxima da ordem de 27%, porém, o custo de produção, devido à simplicidade, fica estimado em cerca de 50%, comparativamente às células de Silício [10].

Evidentemente, todo esforço empregado para desenvolver novos materiais está entrelaçado ao aumento da eficiência de conversão fotoelétrica sem elevação substancial nos custos associados. A *Figura 1-2* ilustra a forma como a eficiência das células fotovoltaicas vem aumentando ao longo dos anos [11]. Nota-se que são apresentados os materiais sob o qual as referidas eficiências de conversão foram obtidas.

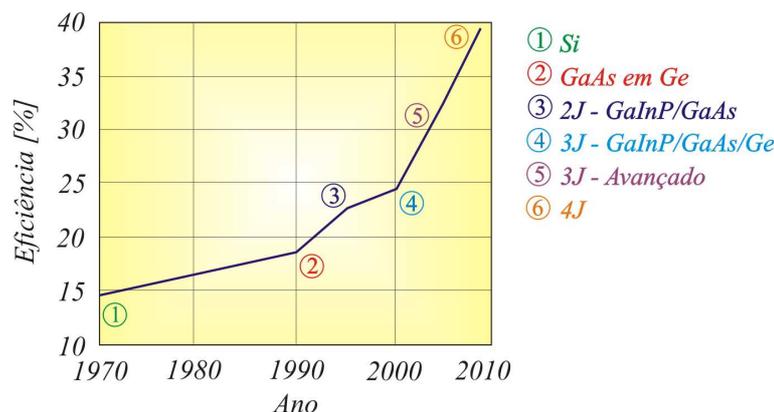


Figura 1-2: Eficiência máxima alcançada ao longo dos anos para células fotovoltaicas.

A partir da *Figura 1-2* verifica-se que a evolução dos materiais empregados permitiu que a eficiência de conversão partisse de aproximadamente 15% para células de Silício em 1970, para alcançar o patamar de cerca de 40% em 2008, através da utilização de

células de quatro junções (4J).

Ressalta-se, por fim, que apesar de todos os avanços até o momento obtidos no que concerne à elevação da eficiência das células fotovoltaicas, o Silício permanece como material empregado em maior escala no processo de fabricação devido ao fato de ser, economicamente, o elemento mais viável para esta finalidade. No próximo item será feita uma breve análise de como a elevação da eficiência de conversão das células fotovoltaicas entrelaça-se à produtividade e custos destes dispositivos e, como estes dois importantes parâmetros vêm se comportando ao longo dos anos.

1.4 PRODUTIVIDADE VERSUS CUSTO

Desde a descoberta do efeito fotovoltaico até os dias atuais, estima-se que já foram fabricadas mais de um bilhão de células, conforme outrora descrito. Atrelados à elevação das vendas, destacam-se a redução substancial dos custos, os incentivos governamentais e o número cada vez maior de empresas fabricantes de células fotovoltaicas.

Em termos estatísticos, alguns resultados, quando trazidos sob a forma gráfica, evidenciam o crescimento acentuado da produção mundial de energia fotovoltaica, tal como ilustra *Figura 1-3* [12].

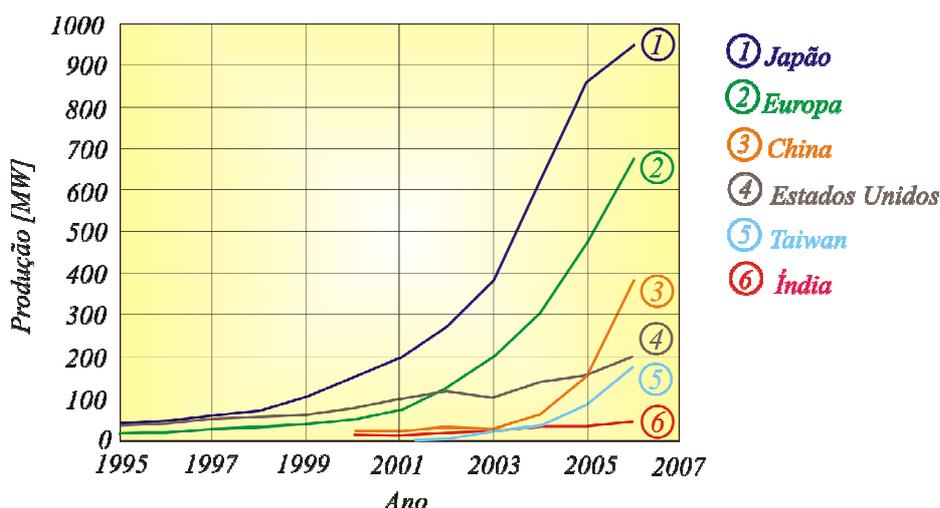


Figura 1-3: Energia fotovoltaica nos principais países produtores.

A análise da *Figura 1-3* mostra o acelerado crescimento na produção de energia elétrica através de fontes fotovoltaicas. Entre os principais países produtores há destaque para Japão, Alemanha (principal gerador do continente Europeu) e China que,

recentemente, ultrapassou os Estados Unidos, tornando-se o terceiro maior produtor de energia solar fotovoltaica do planeta. Em termos de potência instalada, as informações apontam para um total de cerca de $4200MW_p^2$, no ano de 2007.

Mediante a potencialidade do mercado fotovoltaico, inúmeras empresas vêm se adaptando para fabricação de células, muito embora, cerca de 70% da produção mundial esteja sob domínio de apenas oito produtores, conforme apresenta a *Figura 1-4*, que aborda as respectivas porcentagens de produção dos anos de 2003 e 2005 [9].

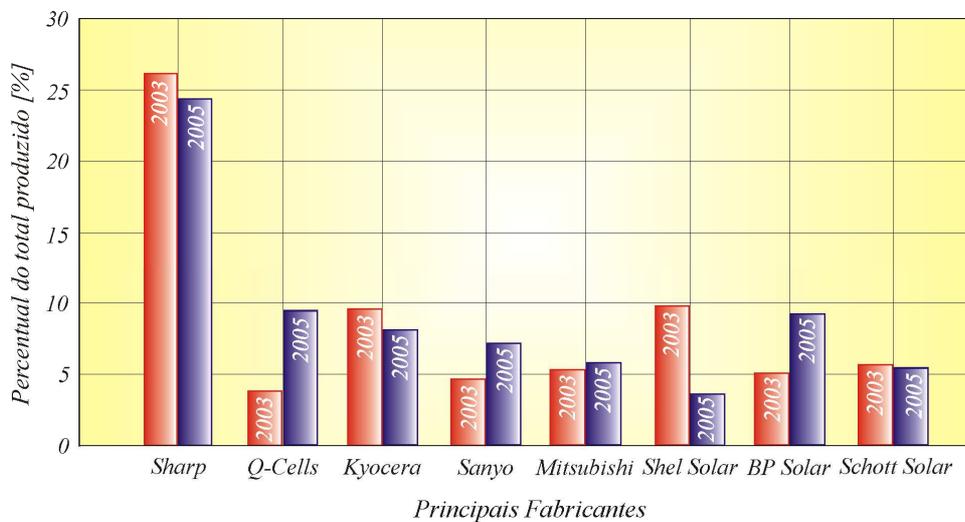


Figura 1-4: Principais empresas fabricantes de módulos fotovoltaicos.

Neste contexto, ainda é possível relacionar o aumento da quantidade de células fotovoltaicas ao valor associado à produção das mesmas. A *Figura 1-5* apresenta os custos por Watt de pico ao longo dos anos na Europa e Estados Unidos [13].

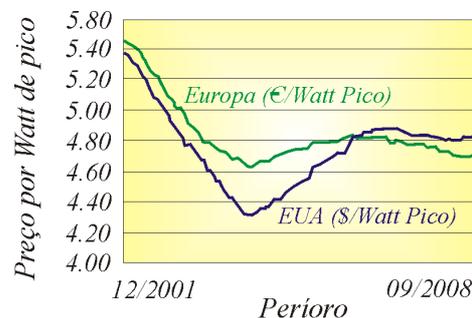


Figura 1-5: Custo associado à venda de módulos fotovoltaicos na Europa e Estados Unidos.

² W_p - Watt de pico – Unidade referente à máxima potência sob condições padrão.



A análise gráfica mostra que embora sob algumas oscilações, entre dezembro de 2001 e setembro de 2008, o preço do Watt de pico decaiu cerca de 12% na Europa e, aproximadamente, 11% nos Estados Unidos, confirmando a tendência de redução dos preços associados à geração fotovoltaica de energia elétrica.

1.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados sumariamente alguns aspectos relacionados à tecnologia fotovoltaica. Verificou-se que em pouco menos de dois séculos, as células fotovoltaicas evoluíram significativamente, de modo que o desenvolvimento de novos materiais permitiu que a eficiência de conversão, em laboratório, passasse de 6% em 1953 para 40% em 2008.

Ainda, constatou-se que o aumento da produção e a redução dos custos são visíveis e que, na medida em que a potência fotovoltaica instalada no planeta aumenta, o preço do Watt gerado decresce.

Por fim, justifica-se a apresentação deste capítulo em denotação informativa, pretendendo contextualizar a tecnologia fotovoltaica.



ALGUNS CONCEITOS IMPRESCINDÍVEIS À MODELAGEM DOS MÓDULOS E ARRANJOS FOTOVOLTAICOS

2.1 INTRODUÇÃO

A modelagem matemática dos módulos e arranjos fotovoltaicos requer o conhecimento, de antemão, de algumas informações que poderiam, sem problemas, ser apresentadas no decorrer do texto, quando estivessem sendo utilizadas. Contudo, visando tornar a leitura mais acessível, optou-se em desenvolver um capítulo a parte, contendo todas as informações necessárias para que a modelagem dos módulos e arranjos fotovoltaicos possa ser, posteriormente, melhor apresentada.

Neste capítulo será abordado o fenômeno físico que permite a foto-geração: o efeito fotovoltaico, além de conceitos como radiação (S), temperatura (T), massa de ar (AM), condições padrões de teste (STC) e diferenças construtivas entre célula, módulo e arranjo fotovoltaicos. Adicionalmente, será feito o levantamento das principais características dos módulos sob o ponto de vista do catálogo do fabricante, bem como a influência da temperatura, radiação e sombreamento na potência gerada.

2.2 O PRINCÍPIO FÍSICO DA FOTO-GERAÇÃO: O EFEITO FOTOVOLTAICO

Para que seja possível desenvolver um modelo preciso que descreva o princípio de funcionamento de um módulo fotovoltaico, é fundamental que o processo físico responsável pela foto-geração seja bem compreendido.

O emprego do semicondutor Silício, na fabricação dos módulos adquiridos para os ensaios experimentais, justifica sua utilização nas exemplificações que serão apresentadas no decorrer deste trabalho.

Um cristal de Silício na sua forma pura é chamado Silício intrínseco. Neste tipo de semicondutor, o número de elétrons e lacunas é o mesmo, pois são gerados aos pares através da ionização térmica para temperaturas acima de zero Kelvin [6].

Adicionando certas impurezas³ de forma controlada ao semicondutor, ele deixa de ser intrínseco e passa a ser extrínseco ou dopado. Mediante o processo de dopagem com elementos trivalentes (geralmente Boro) e pentavalentes (geralmente Fósforo), é possível obter substratos de Silício com falta de elétrons (ou excesso de lacunas) denominado substrato tipo p (por ser positivo) ou com excesso de elétrons, denominado substrato tipo n (por ser negativo) [14], conforme ilustra a *Figura 2-1*.

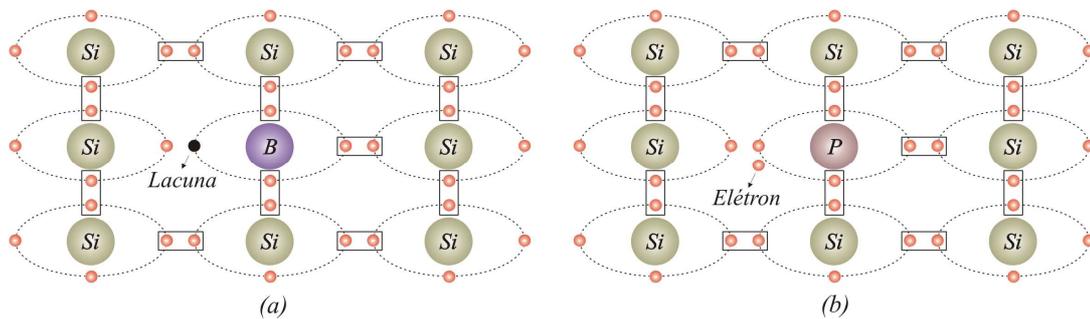


Figura 2-1: Silício dopado: (a) Dopagem com elemento trivalente (Boro), criando um substrato com falta de elétrons - tipo p ; (b) Dopagem com elemento pentavalente (Fósforo), criando um substrato com excesso de elétrons - tipo n .

Da união entre os substratos p e n , obtém-se uma junção pn separada por uma camada de depleção gerada devido à recombinação de alguns elétrons do lado n que se difundem para o lado p e algumas lacunas do lado p que se difundem para o lado n . Deste modo, às mediações da junção pn , tem-se o acúmulo de cargas positivas do lado n e negativas do lado p , que dão origem a um campo elétrico e , por consequência, a uma diferença de potencial (V_{pn}), conforme a *Figura 2-2*, que ilustra a teoria apresentada.

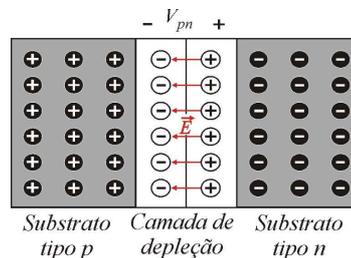


Figura 2-2: Junção pn e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de Silício, sob influência do campo elétrico E .

³ Uma descrição mais precisa da física dos semicondutores pode ser obtida em [14].



É importante salientar que a diferença de potencial age como uma barreira à difusão dos elétrons para o lado p e lacunas para o lado n e, quanto maior a difusão dos portadores de carga, maior será a diferença de potencial, dado o acúmulo de cargas na camada de depleção e o aumento da intensidade do campo elétrico [14].

Uma vez em equilíbrio, somente haverá passagem de elétrons do lado n para o p caso estes recebam energia de um meio externo, mais precisamente dos fótons, no caso da foto-geração. Assim, para compreensão total do efeito fotovoltaico, é necessário recorrer às teorias concernentes à energia transportada por um fóton.

Segundo a teoria da dualidade onda-partícula [15], a luz apresenta comportamento ora de onda ora de partícula, dependendo do foco da análise. Quando analisada como onda, a luz constitui uma radiação eletromagnética que viaja no vácuo à velocidade constante de aproximadamente $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Sob o ponto de vista corpuscular, a luz é constituída de pacotes de energia, denominados fótons, que podem ser caracterizados através da equação (2.1), em que $h = 4,138 \cdot 10^{-15} \text{ eV} \cdot \text{s}$ representa a constante de *Planck* e ν a frequência de vibração.

$$E_{\text{fóton}} = h \cdot \nu \quad (2.1)$$

Quando uma célula fotovoltaica é exposta à luz solar, os fótons chocam-se aos elétrons da rede cristalina do Silício extrínseco, fornecendo-lhe energia. Caso a energia do fóton incidente $E_{\text{fóton}}$ seja igual ou superior a energia de banda proibida E_G ⁴ do semiconductor, os elétrons conseguirão alcançar a banda de condução, tornando-se livres e, na presença de um caminho fechado entre a célula fotovoltaica e uma carga qualquer, haverá circulação de corrente elétrica.

Matematicamente, haverá o efeito fotovoltaico se:

$$E_{\text{fóton}} \geq E_G \quad (2.2)$$

Portanto, substituindo (2.1) em (2.2) e isolando-se ν é possível determinar uma equação que permite calcular a mínima frequência necessária para que ocorra o efeito

⁴ A energia de banda proibida E_G (*Gap Energy*) é a mínima energia necessária que deve ser fornecida a um elétron para que deixe a banda de Valência e passe à de Condução, tornando-se livre.

fotovoltaico, em função da energia de banda proibida E_G do material.

$$\nu \geq \frac{E_{\text{fóton}}}{h} = \frac{E_G}{h} \quad (2.3)$$

Para o átomo de Silício, a energia de banda proibida vale $E_G = 1,12\text{eV}$, deste modo, tem-se:

$$\nu \geq \frac{1,12}{4,138 \times 10^{-15}} = 270,66 \cdot 10^{12} \text{ Hz} \quad (2.4)$$

Para que uma análise possa ser feita a partir do resultado da equação (2.4), apresenta-se a *Figura 2-3*, que ilustra o espectro eletromagnético desde as ondas de rádio aos raios gama.

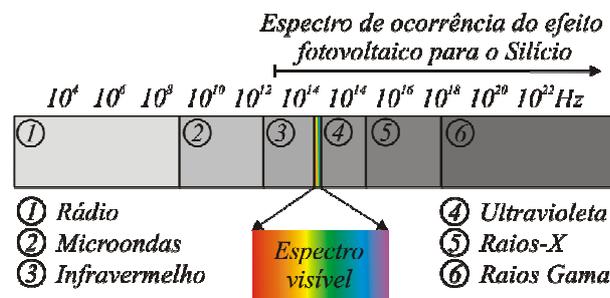


Figura 2-3: Espectro eletromagnético.

Sobrepondo a frequência $\nu = 270,66 \cdot 10^{12} \text{ Hz}$ ao espectro eletromagnético, verifica-se que se enquadra no patamar inferior do espectro infravermelho (10^{12} Hz), ou seja, qualquer onda eletromagnética com frequência superior a este patamar, inclusive dentro do espectro visível, tem energia suficiente para garantir a ocorrência do efeito fotovoltaico, em uma célula de Silício.

Sumarizando toda a teoria envolvida, recorre-se à *Figura 2-4*, que será retomada posteriormente, quando a análise da célula fotovoltaica, no que concerne ao seu circuito elétrico equivalente, for realizada.



Figura 2-4: Célula fotovoltaica do ponto de vista físico.

2.3 RADIAÇÃO SOLAR (S)

A energia emanada do Sol chega à superfície terrestre através de ondas eletromagnéticas que se propagam no vácuo à velocidade da luz, constituindo a radiação solar.

Segundo a OMM (Organização Mundial de Meteorologia) [16] a parte externa da atmosfera terrestre está exposta a uma radiação média de $1366 \text{ W} / \text{m}^2$. Contudo, devido aos fenômenos de reflexão e absorção na camada atmosférica, somente cerca de $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ chegam à superfície da Terra sob a forma de radiação direta, quando medido na linha do Equador ao meio dia. Evidentemente, a radiação solar não é constante em todas as partes da Terra, variando de acordo com latitude, nebulosidade e outros fenômenos meteorológicos.

A *Figura 2-5* apresenta as componentes principais da radiação solar, na forma difusa, direta e refletida pela camada atmosférica.

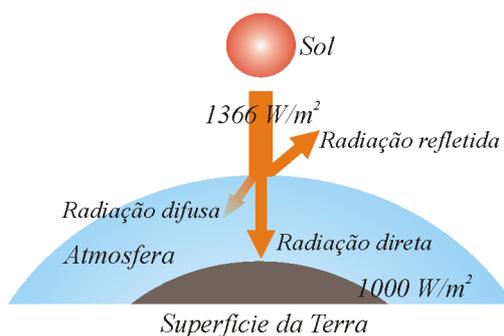


Figura 2-5: Componentes da radiação solar.

De acordo com a *Figura 2-5*, a radiação total em um corpo situado na superfície da Terra é dada pela soma das componentes direta e difusa, já que a refletida não chega a penetrar a atmosfera.

A radiação direta é aquela proveniente do Sol, sem sofrer nenhuma mudança de direção, além da provocada pela refração atmosférica. Por outro lado, a radiação difusa é aquela recebida por um corpo, em virtude da direção dos raios solares terem sido modificados por reflexão ou espalhamento na atmosfera [11].

A radiação solar é um parâmetro imprescindível neste trabalho, já que como será visto posteriormente, a foto-corrente gerada por uma célula fotovoltaica tem relação direta com esta grandeza.

2.4 TEMPERATURA (T)

A temperatura é uma medida do grau de agitação das moléculas. Em virtude de a formação dos pares elétrons-lacunas no Silício extrínseco ser fortemente dependente desta grandeza, torna-se importante atenta-la.

2.5 MASSA DE AR (AM)

O índice AM (*Air Mass*) corresponde à espessura da camada de ar no caminho da radiação eletromagnética provinda do Sol, normalizada em relação ao menor caminho possível a ser percorrido, estando associado à composição espectral dos raios solares que alcançam a superfície da Terra.

De forma literal, o índice AM pode ser determinado por:

$$AM = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2.5)$$

Na equação (2.5), θ representa o ângulo zenital entre a Terra e o raio incidente, conforme mostra a *Figura 2-6*.

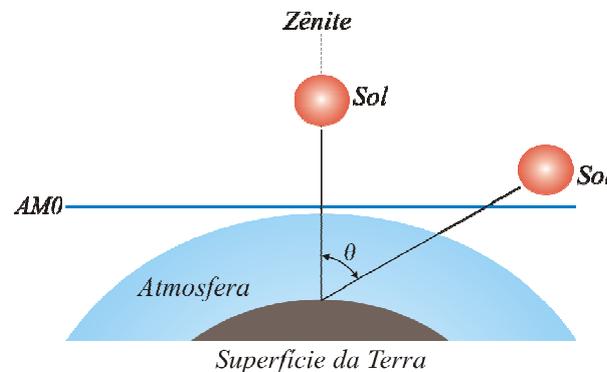


Figura 2-6: Determinação do Índice de Massa de Ar em função do ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente..

Evidencia-se, a partir da análise da *Figura 2-6* e da equação (2.5), que quanto maior o ângulo θ , menor será a componente direta da radiação incidente na superfície da Terra. Apenas por mérito exemplificativo, em um dia de céu claro a uma inclinação $\theta = 48,2^\circ$ (ou $AM = 1,5$) tem-se $S = 1000W / m^2$ [17].

Acentua-se que fora da atmosfera terrestre a radiação média é constante e representada pelo índice $AM0$ [18].

2.6 CONDIÇÕES PADRÕES DE TESTE (STC)

As Condições Padrões de Teste (ou *STC* – *Standard Test Conditions*) consistem na uniformização, por parte dos fabricantes de células e módulos fotovoltaicos, dos valores de radiação, temperatura e massa de ar, segundo os quais os ensaios de caracterização são realizados. No *STC*, tem-se: $S = 1000W / m^2$, $T = 25^{\circ}C$ e $AM = 1,5$.

Neste trabalho, os valores de radiação, temperatura e massa de ar, quando especificados nas condições padrões de teste serão denominados de valores de referência e, serão designados por: $S^{ref} = 1000W / m^2$, $T^{ref} = 25^{\circ}C$ e $AM^{ref} = 1,5$.

2.7 DISTINÇÃO ENTRE CÉLULA, MÓDULO E ARRANJO FOTOVOLTAICO

As células, módulos e arranjos fotovoltaicos são similares do ponto de vista de funcionamento, contudo, diferem-se no que diz respeito aos níveis de tensão, corrente e potência. Em termos construtivos, as células fotovoltaicas são os elementos básicos na construção dos módulos e estes, por sua vez, na construção dos arranjos fotovoltaicos.

2.7.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA

As células fotovoltaicas são dispositivos semicondutores capazes de converter diretamente a energia solar incidente em energia elétrica. Tradicionalmente uma célula fotovoltaica mede entre $100cm^2$ e $200cm^2$, sendo capaz de gerar aproximadamente 0,6V de tensão para uma potência entre 1W e 3W.

Estruturalmente, a célula fotovoltaica pode ser dividida em várias camadas, com atribuições específicas, conforme apresentado na *Figura 2-7*.

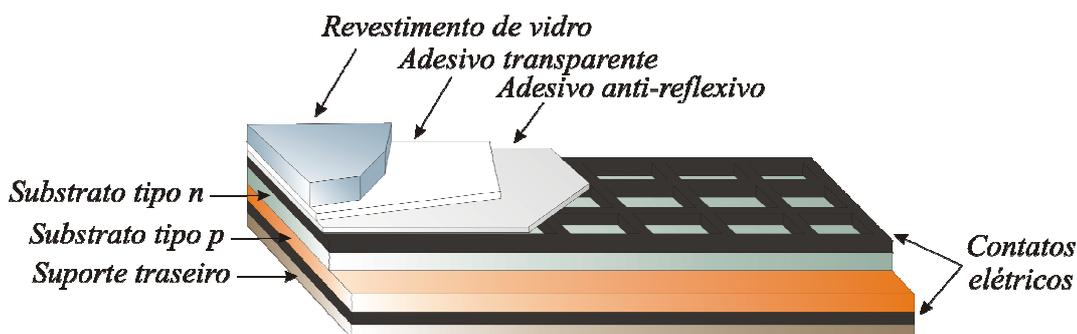


Figura 2-7: Corte transversal de uma célula fotovoltaica.

Na *Figura 2-7*, os substratos tipo *n* e *p* representam o Silício dopado (junção *pn*), estando ligados a um contato metálico para conexão das cargas e circulação da corrente elétrica. A parte posterior da célula é protegida por um suporte rígido (suporte traseiro) geralmente constituído de fibra e, a parte frontal recebe um adesivo anti-reflexivo, um adesivo transparente e um revestimento de vidro, ambos para proteção [19].

2.7.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Os módulos fotovoltaicos são constituídos da ligação série e/ou paralela de células fotovoltaicas, com o intuito de elevar a potência de saída [19]. Evidentemente, como os módulos são comercializados de forma fechada, uma vez realizadas as conexões por parte do fabricante, não há possibilidade de alteração pelo usuário. Em termos de dimensão, existe relação direta entre o tamanho do módulo e a potência de pico que pode ser gerada, não ultrapassando $160W / m^2$ para os módulos policristalinos comerciais de Silício.

2.7.3 ARRANJO FOTOVOLTAICO

Por fim, visando alcançar níveis significativos de geração, os módulos fotovoltaicos podem ser associados em série e/ou paralelo, dando origem aos arranjos fotovoltaicos que podem gerar desde alguns *kW* até potências mais expressivas, da ordem de *MW*.

Evidentemente, o tipo de ligação entre os módulos irá ditar o nível de tensão, corrente e potência de saída do arranjo, mantendo-se a direta proporção entre a potência gerada e a área exposta à radiação solar.

A *Figura 2-8* retrata a diferença entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

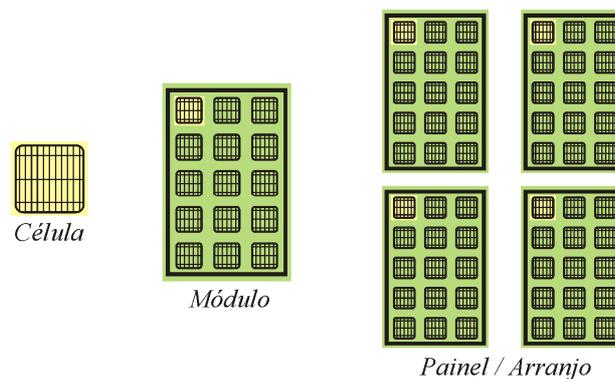


Figura 2-8: Célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

2.7.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Os fabricantes de módulos fotovoltaicos, em seus catálogos, fornecem algumas informações cujas interpretações são imprescindíveis ao dimensionamento correto dos sistemas fotovoltaicos.

Na maior parte dos casos, as informações são trazidas ao usuário sob a forma de curvas características, denominadas curvas $I \times V$, conforme mostra a *Figura 2-9* [20].

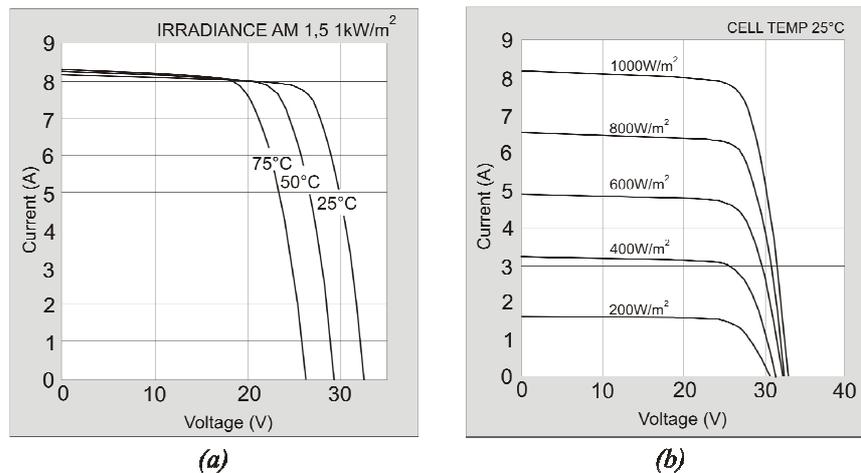


Figura 2-9: Curvas $I \times V$ para o módulo KC200GT : (a) sob radiação constante e diferentes temperaturas; (b) sob temperatura constante e diferentes radiações.

Existem alguns pontos específicos nas curvas apresentadas, cujos valores fornecidos pelo fabricante geralmente contemplam o *STC* (ver item 2.6). A *Figura 2-10* apresenta a curva característica de saída do módulo fotovoltaico para $S = 1000W / m^2$ e $T = 25^\circ C$ com os principais pontos indicados.

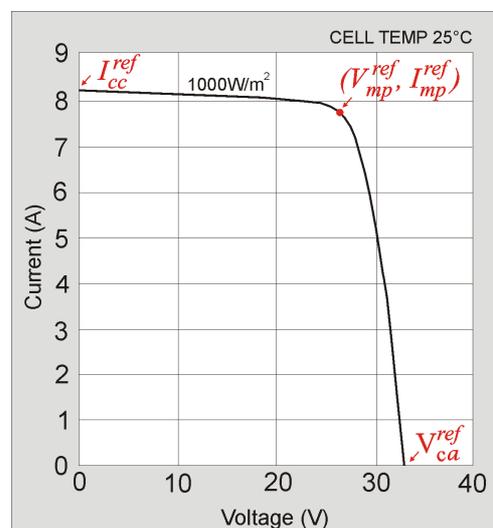


Figura 2-10: Alguns pontos fornecidos pelos fabricantes no STC.

Na *Figura 2-10*, o termo representado por I_{cc}^{ref} representa a corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico, ou seja, a corrente que circula pelo módulo quando seus terminais são interligados diretamente. Neste ponto, a tensão é nula.

O índice V_{ca}^{ref} indica a tensão de circuito aberto, ou seja, a tensão de saída que aparece entre os terminais do módulo quando estão em aberto. Neste ponto a corrente de saída é nula.

Por fim, o par ordenado $(I_{mp}^{ref}, V_{mp}^{ref})$ indica respectivamente, a tensão e a corrente de máxima potência, ou seja, os valores de tensão e corrente que maximizam a potência de saída do módulo fotovoltaico, nesse contexto, denominada P_{mp}^{ref} .

Retomando as curvas da *Figura 2-9*, é possível verificar que são fortemente dependentes das condições climáticas: Temperatura, radiação e, em menor grau, do sombreamento [21].

Quando a temperatura da célula sobe, ocorrem dois processos opostos que afetam diretamente seu desempenho. Um deles decorre do fato de que quando o cristal de Silício está quente, a vibração dos átomos é mais intensa e os choques com os fótons levam a produzir um valor de corrente ligeiramente mais alto, para uma mesma radiação. O outro se refere ao fato de que, com o aumento da temperatura, os elétrons livres e lacunas possuem excesso de energia térmica para que se “empurrem” contra a junção *pn* no sentido contrário ao imposto pelo campo elétrico \vec{E} (*Figura 2-2*), acarretando a diminuição da tensão de saída da célula, conforme se verifica na *Figura 2-9 (a)*.

Em relação à radiação solar, quando diminui, a quantidade de fótons por segundo penetrando na célula também decresce, implicando na redução do número de elétrons livres. Este fato resulta principalmente em uma forte redução do valor de saída da corrente do módulo, enquanto a tensão de saída sofre, apenas, uma leve redução. Ambos os efeitos podem ser verificados na *Figura 2-9 (b)*

O outro efeito importante, que merece ênfase, é a ocorrência de sombreamentos [22], que podem ser suaves ou abruptos. Os sombreamentos suaves são causados por ventos ou nuvens pouco densas que dispersam os raios solares tornando-os difusos, diminuindo a potência gerada. Já o sombreamento abrupto ocorre quando os raios solares são interrompidos, não alcançando a superfície da célula. Neste caso, existe a possibilidade de

sombreamento parcial ou total.

No sombreamento parcial, conforme mostra *Figura 2-11*, somente parte de uma ou várias células deixa de ser iluminada, implicando numa redução, proporcional à área sombreada, da potência de saída. Este efeito ocorre devido ao fato de que em um módulo, geralmente, as células estão conectadas em série, assim a redução de geração de uma delas causará a redução das demais.

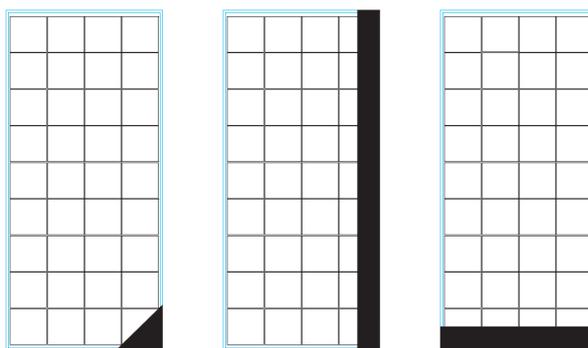


Figura 2-11: Módulo fotovoltaico com células parcialmente sombreadas.

No caso do sombreamento total, a área de uma ou várias células é totalmente coberta, dessa forma, a geração de energia elétrica cai a zero.

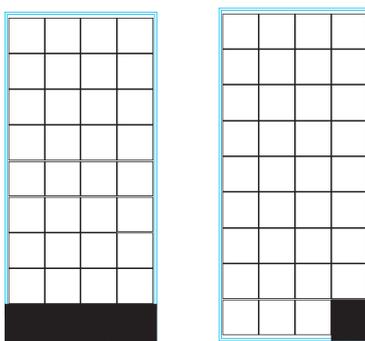


Figura 2-12: Módulo fotovoltaico com células totalmente sombreadas.

2.8 CONCLUSÃO

Este capítulo teve por objetivo introduzir os conceitos mais importantes e imprescindíveis à abordagem, sob o ponto de vista da modelagem matemática, da célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

Foram apresentados os conceitos de radiação, temperatura e massa de ar, já que são estes os três parâmetros que mais influenciam na corrente, tensão e potência de saída de dispositivos fotovoltaicos.



Ainda, descreveu-se o efeito fotovoltaico, que permite a direta conversão da energia solar incidente em energia elétrica; fez-se a distinção entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico e estipularam-se as condições padrões de teste, amplamente utilizadas nos ensaios por parte dos fabricantes.

Por fim, a partir das curvas características determinou-se a influência causada por variações de radiação, temperatura e sombreamento nas células que constituem os módulos fotovoltaicos.

Todos os conceitos e teorias apresentadas neste capítulo são fundamentais para que a modelagem matemática dos módulos e arranjos fotovoltaicos possa ser realizada com rigor, conforme será apresentado no capítulo seguinte.

MODELAGEM DOS MÓDULOS E ARRANJOS FOTOVOLTAICOS

3.1 INTRODUÇÃO

Em Eletrônica de Potência, perante a complexidade cada vez maior das estruturas estudadas, a simulação tornou-se uma ferramenta essencial ao projetista, permitindo comprovar a teoria desenvolvida e validar os modelos, antes do desenvolvimento prático.

Referindo-se aos módulos (ou arranjos) fotovoltaicos, a não existência de um modelo acurado, agregado aos principais simuladores utilizados, inviabiliza investigações mais profundas, via simulação, a respeito das variações de radiação e temperatura nas grandezas de saída: tensão, corrente e potência.

Propõe-se, neste trabalho, o desenvolvimento de um bloco construtivo voltado à simulação que seja capaz de fornecer com precisão as curvas características de saída $I \times V$ dos dispositivos fotovoltaicos, para qualquer condição de radiação e temperatura.

Este capítulo está dividido basicamente em três partes: na primeira, serão levantados os circuitos elétricos equivalentes que representam a célula, o módulo e o arranjo fotovoltaico. Na segunda, será realizada a modelagem matemática de tais circuitos e, por fim, na terceira parte, serão efetuadas simulações vislumbrando validar os modelos obtidos.

3.2 CIRCUITOS ELÉTRICOS EQUIVALENTES DA CÉLULA, MÓDULO E ARRANJO FOTOVOLTAICOS

Objetiva-se, neste item, apresentar os circuitos elétricos equivalentes da célula, módulo e arranjo fotovoltaico. Evidentemente, devido aos níveis de potência associados a uma célula serem muito pequenos (entre $1W$ e $3W$), não há interesse em estudá-la neste trabalho, porém, a obtenção de seu circuito elétrico equivalente é necessária, já que é o bloco construtivo básico do módulo fotovoltaico.

3.2.1 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Uma célula fotovoltaica, de acordo com o modelo físico apresentado na *Figura 2-4* e repetido na *Figura 3-1* por conveniência, pode ser entendida como uma junção *pn* que ao ser exposta à luz gera uma corrente elétrica.

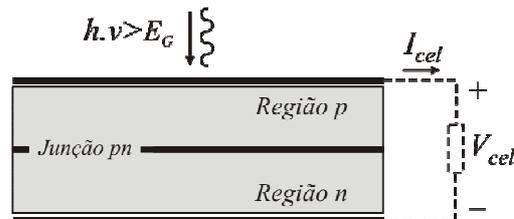


Figura 3-1: Célula fotovoltaica do ponto de vista físico.

Desta forma, o circuito elétrico mais simples, capaz de reproduzir as características supracitadas é apresentado na *Figura 3-2*.

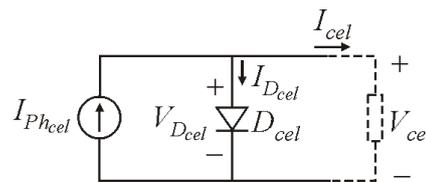


Figura 3-2: Circuito elétrico equivalente idealizado para células fotovoltaicas.

Obviamente, devido ao fato de as representações (física e elétrica) referirem-se ao mesmo dispositivo (a célula fotovoltaica), existe forte relação entre ambas. A corrente gerada pela interação fóton-elétron na *Figura 3-1* é representada como uma fonte de corrente constante $I_{ph_{cel}}$ na *Figura 3-2*. A junção *pn*, característica do Silício extrínseco na representação física, é modelada como um diodo D_{cel} de junção *pn* no circuito elétrico. As grandezas I_{cel} e V_{cel} representam, nesta ordem, corrente e tensão de saída da célula fotovoltaica, enquanto $I_{D_{cel}}$ e $V_{D_{cel}}$ referem-se à corrente e tensão aplicada ao diodo D_{cel} , respectivamente.

É visto, contudo, que o circuito elétrico equivalente retratado na *Figura 3-2*, não contempla os parâmetros de perdas associados à célula fotovoltaica real, que quando inclusos, permitem obter o circuito apresentado na *Figura 3-3* [23], [24], [25], [26], [27], em que a resistência paralela $R_{p_{cel}}$ representa as perdas internas ou por correntes de fuga, enquanto a resistência série $R_{s_{cel}}$ retrata as perdas causadas devido às quedas de tensão nos

contatos metálicos [23].

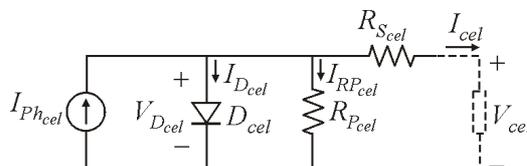


Figura 3-3: Circuito elétrico equivalente para células fotovoltaicas contemplando parâmetros de perdas.

Alternativamente, o circuito elétrico da Figura 3-3 pode ser representado conforme o ilustrado na Figura 3-4. Esta representação, apesar de ser eletricamente semelhante à anterior, facilita a obtenção do circuito elétrico equivalente referente ao módulo fotovoltaico, e será retomada posteriormente.

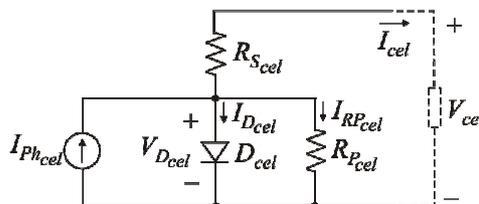


Figura 3-4: Representação alternativa para a célula fotovoltaica.

3.2.2 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

Para obtenção do circuito elétrico equivalente capaz de representar um módulo fotovoltaico, parte-se da unidade básica que o constitui: a célula fotovoltaica.

Existem três possibilidades para conexão das células, das quais se citam a conexão série, a paralela e a mista.

3.2.2.1 Módulo Fotovoltaico Obtido da Conexão de Células em Série

Para iniciar a análise, considera-se a Figura 3-5, que apresenta um conjunto de n_s células idênticas⁵ interligadas em série. Obviamente, o estudo do referido circuito torna-se demasiadamente complexo caso uma redução não seja implementada. Propondo facilitar a

⁵ Esta condição é plausível, visto que no processo de fabricação as células são produzidas com características muito semelhantes [23].

análise, a *Figura 3-6* ilustra alguns passos no processo de redução do circuito equivalente, tendo como resultado uma forma simplificada, porém, com as mesmas características elétricas do circuito original.

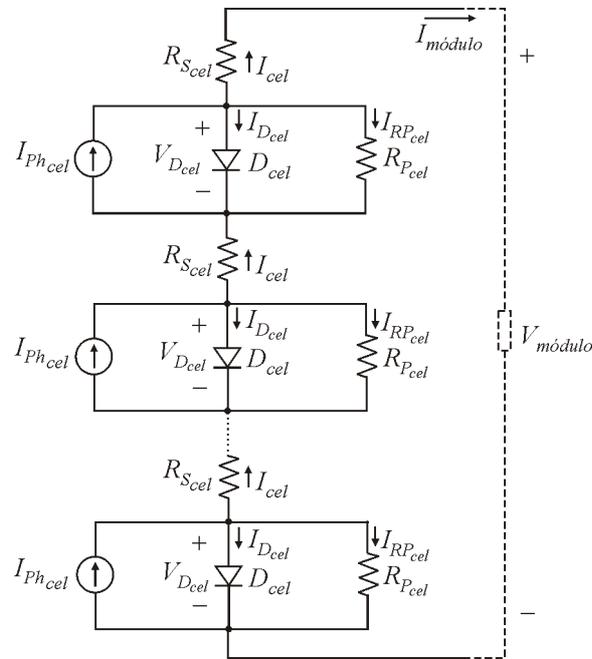


Figura 3-5: Associação em série de células fotovoltaicas idênticas.

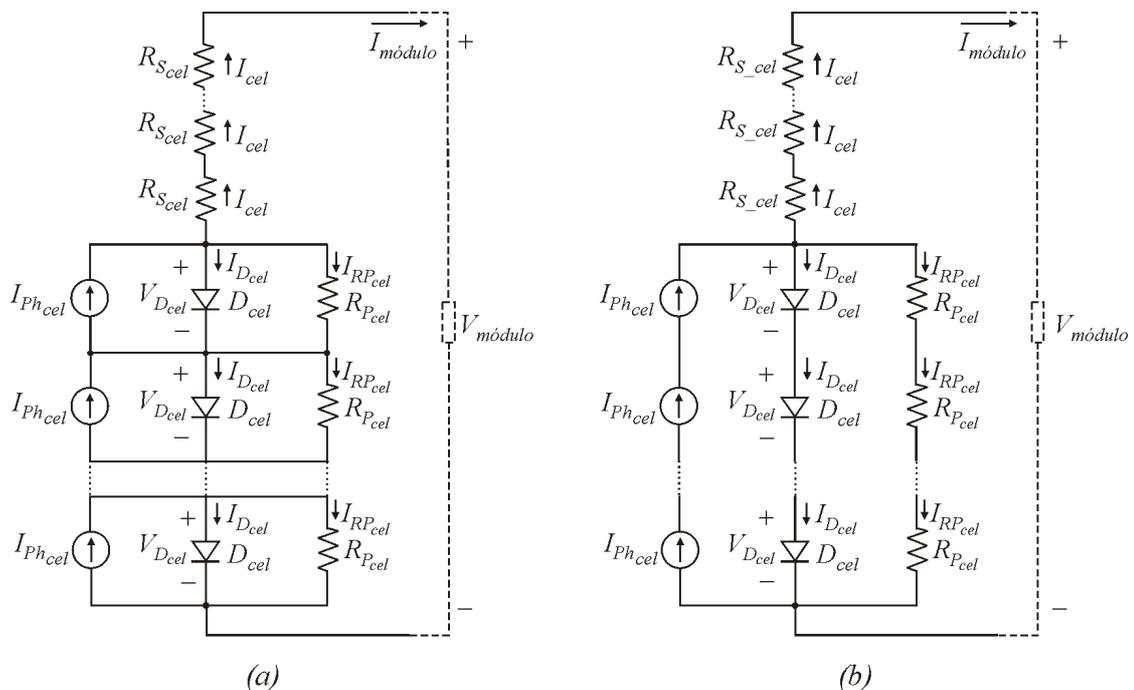


Figura 3-6: Redução gradual do circuito elétrico equivalente composto por células fotovoltaicas idênticas em série.

Mediante o estudo da *Figura 3-6 (b)*, verifica-se que os parâmetros de perdas de cada célula individual $R_{P_{cel}}$ e $R_{S_{cel}}$ aparecem em série, podendo ser reunidos em um único resistor equivalente. De maneira análoga, podem-se associar as fontes de corrente e os diodos, de forma a se obter uma representação compacta final, tal como ilustra a *Figura 3-7*.

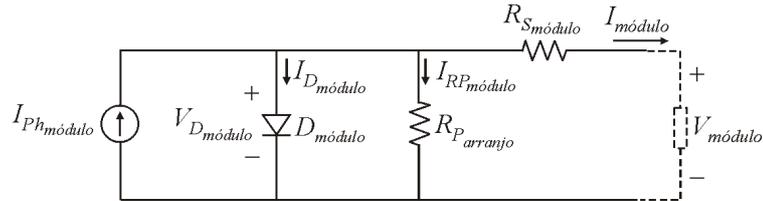


Figura 3-7: Circuito elétrico equivalente resultante da associação em série, em sua forma compacta final.

A partir da comparação da *Figura 3-7* com a *Figura 3-6 (b)* três relações importantes podem ser obtidas, conforme mostra a equação (3.1).

$$\begin{aligned} I_{Ph_{módulo}} &= I_{Ph_{cel}} \\ I_{módulo} &= I_{cel} \\ V_{D_{módulo}} &= n_S \cdot V_{D_{cel}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Ainda, aludindo aos parâmetros de perdas, é possível estabelecer as seguintes relações:

$$\begin{aligned} R_{P_{módulo}} &= n_S \cdot R_{P_{cel}} \\ R_{S_{módulo}} &= n_S \cdot R_{S_{cel}} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Equacionando-se o circuito da *Figura 3-7*, encontra-se:

$$V_{módulo} = V_{D_{módulo}} - R_{S_{módulo}} \cdot I_{módulo} \quad (3.3)$$

Substituindo (3.1) e (3.2) em (3.3), facilmente obtém-se:

$$V_{módulo} = n_S \cdot V_{D_{cel}} - n_S \cdot R_{S_{cel}} \cdot I_{cel} = n_S \cdot (V_{D_{cel}} - R_{S_{cel}} \cdot I_{cel}) \quad (3.4)$$

Por fim, a partir da análise da *Figura 3-3*, tem-se:

$$V_{cel} = V_{D_{cel}} - R_{S_{cel}} \cdot I_{cel} \quad (3.5)$$

Portanto, substituindo a equação (3.5) em (3.4), finalmente, obtém-se:

$$V_{módulo} = n_S \cdot V_{cel} \quad (3.6)$$

Sumarizando, a *Figura 3-8* retrata a curva característica $I \times V$, enquanto a *Tabela 3-1* traz os principais parâmetros do circuito elétrico equivalente referente à conexão série

de células fotovoltaicas idênticas.

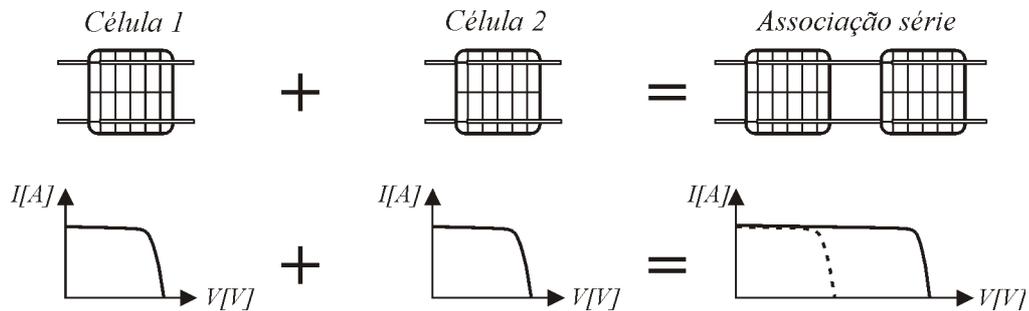


Figura 3-8: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas em série.

Tabela 3-1: Parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão serial de células.

Parâmetros	Célula Fotovoltaica	Módulo Fotovoltaico
Número de células	1	n_s
Resistência série	$R_{S_{cel}}$	$R_{S_{módulo}} = n_s \cdot R_{S_{cel}}$
Resistência paralela	$R_{P_{cel}}$	$R_{P_{módulo}} = n_s \cdot R_{P_{cel}}$
Corrente foto-gerada	$I_{Ph_{cel}}$	$I_{Ph_{módulo}} = I_{Ph_{cel}}$
Tensão de saída	V_{cel}	$V_{módulo} = n_s \cdot V_{cel}$
Corrente de saída	I_{cel}	$I_{módulo} = I_{cel}$

3.2.2.2 Módulo Fotovoltaico Obtido da Conexão de Células em Paralelo

Para iniciar a análise, considera-se a *Figura 3-9*, que apresenta um conjunto de n_p células idênticas interligadas em paralelo.

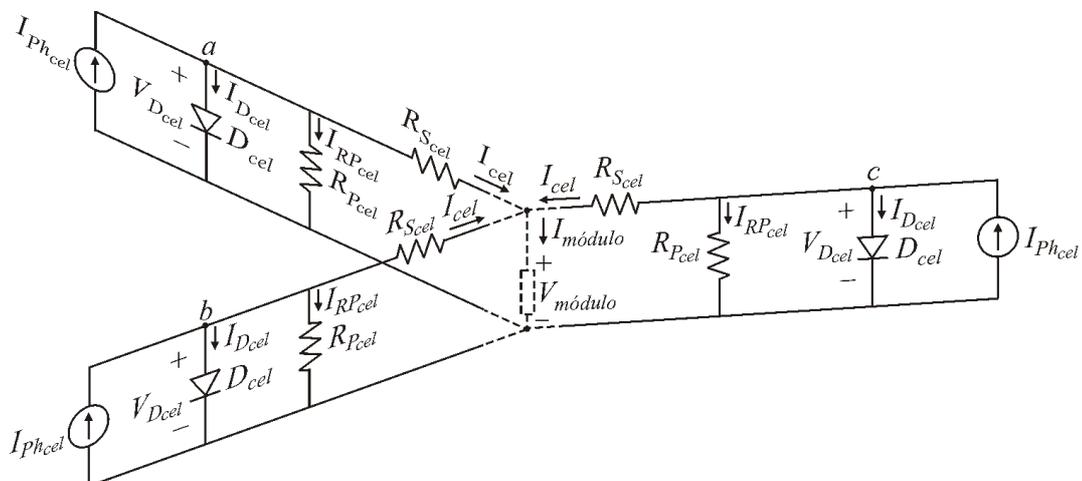


Figura 3-9: Associação de células fotovoltaicas idênticas em paralelo.

Novamente, considerando que as células fotovoltaicas são idênticas, pode-se afirmar que as tensões estabelecidas nos pontos *a*, *b* e *c* têm mesmo valor, assim, podem ser interligados sem que o circuito elétrico equivalente seja alterado, conforme apresenta *Figura 3-10*.

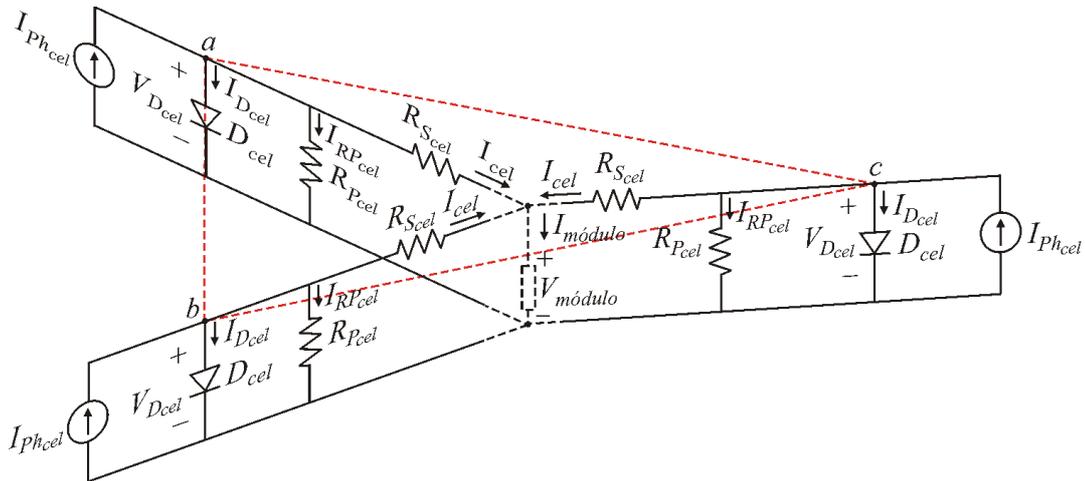


Figura 3-10: Associação de células fotovoltaicas em paralelo com interligação dos pontos equipotenciais.

A interligação dos pontos *a*, *b* e *c* possibilita verificar que todas as fontes de corrente $I_{Ph_{cel}}$, todos os diodo D_{cel} e todas as resistências $R_{P_{cel}}$ estão em paralelo. Desta forma, uma representação mais simplificada pode ser obtida, conforme a *Figura 3-11*.

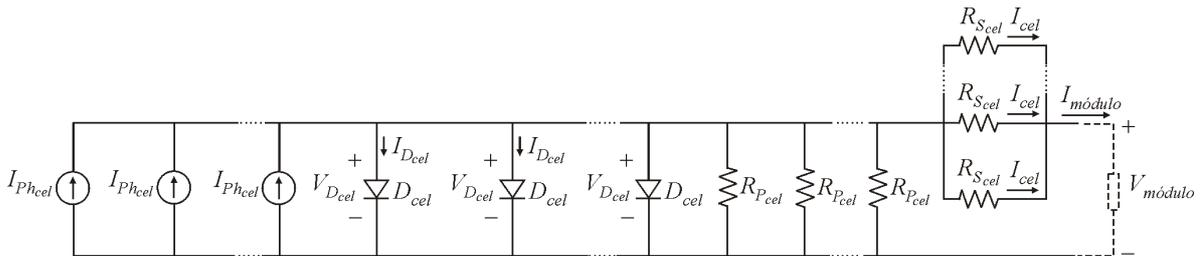


Figura 3-11: Circuito equivalente de células idênticas associadas em paralelo.

Por fim, agrupando-se os termos passíveis de simplificação, determina-se o circuito elétrico compacto final, tal como apresentado na *Figura 3-12*.

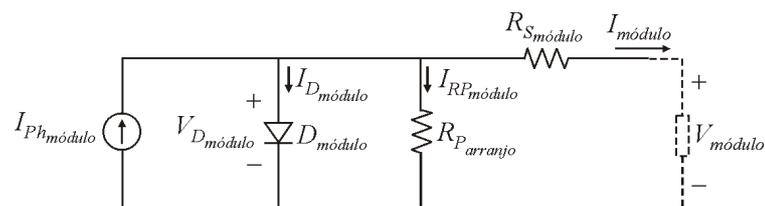


Figura 3-12: Circuito elétrico equivalente resultante da associação em paralelo de células fotovoltaicas, na forma compacta final.

A partir da comparação da *Figura 3-12* com a *Figura 3-11*, três relações importantes podem ser obtidas, conforme mostra a equação (3.7).

$$\begin{aligned} I_{Ph_{\text{módulo}}} &= n_p \cdot I_{Ph_{\text{cel}}} \\ I_{\text{módulo}} &= n_p \cdot I_{\text{cel}} \\ V_{D_{\text{módulo}}} &= V_{D_{\text{cel}}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ainda, aludindo aos parâmetros de perdas, estabelecem-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned} R_{P_{\text{módulo}}} &= \frac{R_{P_{\text{cel}}}}{n_p} \\ R_{S_{\text{módulo}}} &= \frac{R_{S_{\text{cel}}}}{n_p} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Equacionando-se o circuito da *Figura 3-12*, encontra-se:

$$V_{\text{módulo}} = V_{D_{\text{módulo}}} - R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}} \quad (3.9)$$

Substituindo os resultados das equações (3.7) e (3.8) na equação (3.9), facilmente obtém-se:

$$V_{\text{módulo}} = V_{D_{\text{cel}}} - \frac{R_{S_{\text{cel}}}}{n_p} \cdot n_p \cdot I_{\text{cel}} = V_{D_{\text{cel}}} - R_{S_{\text{cel}}} \cdot I_{\text{cel}} \quad (3.10)$$

Portanto, retomando-se o resultado da equação (3.5), tem-se:

$$V_{\text{módulo}} = V_{\text{cel}} \quad (3.11)$$

A *Figura 3-13* retrata a característica de saída referente à associação de células fotovoltaicas idênticas em paralelo e, seqüencialmente, os parâmetros do circuito elétrico equivalente são resumidos na *Tabela 3-2*.

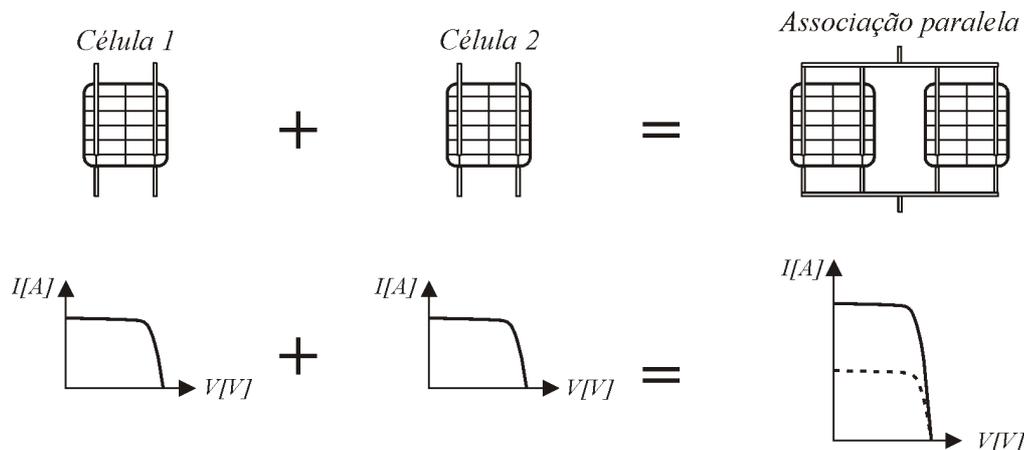


Figura 3-13: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas em paralelo.

Tabela 3-2: Principais parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão paralela de células fotovoltaicas.

Parâmetros	Célula Fotovoltaica	Módulo Fotovoltaico
Número de Células	1	n_p
Resistência série	$R_{S_{cel}}$	$R_{S_{módulo}} = \frac{R_{S_{cel}}}{n_p}$
Resistência paralela	$R_{P_{cel}}$	$R_{P_{módulo}} = \frac{R_{P_{cel}}}{n_p}$
Corrente foto-gerada	$I_{Ph_{cel}}$	$I_{Ph_{módulo}} = n_p \cdot I_{Ph_{cel}}$
Tensão de saída	V_{cel}	$V_{módulo} = V_{cel}$
Corrente de saída	I_{cel}	$I_{módulo} = n_p \cdot I_{cel}$

3.2.2.3 Associação Mista de Células Fotovoltaicas

A associação mista de células fotovoltaicas (série e paralela) é empregada para elevação dos níveis simultâneos de tensão e corrente de saída, propiciando uma maior potência.

Neste tipo de associação, o circuito elétrico equivalente contempla as características tanto da conexão série quanto paralela e, geralmente, é alcançada interligando-se em paralelo um conjunto de células em série (*strings*), tal como ilustra a *Figura 3-14*.

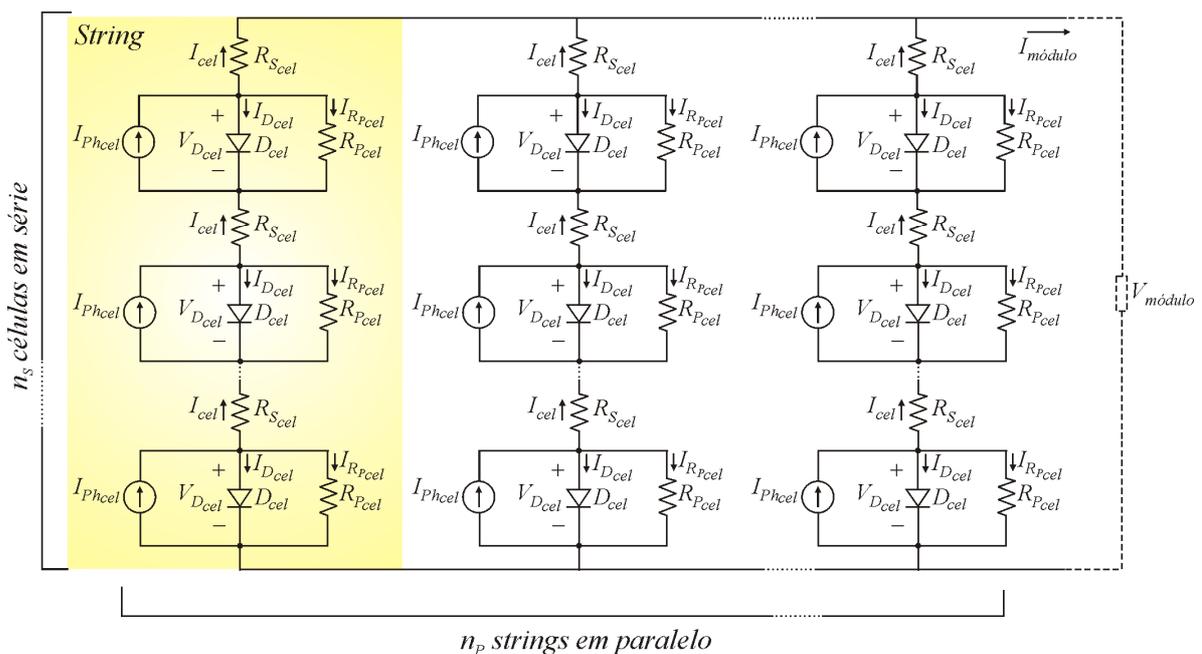


Figura 3-14: Módulo fotovoltaico obtido da associação mista de células fotovoltaicas.

Aplicando-se as teorias desenvolvidas nos itens 3.2.2.1 e 3.2.2.2 para redução do circuito elétrico apresentado na *Figura 3-14*, obtém-se a *Figura 3-15*, que traz o circuito elétrico equivalente final da associação mista.

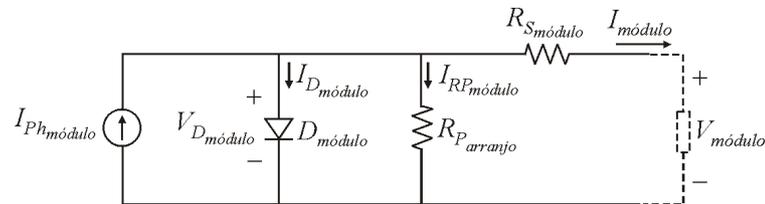


Figura 3-15: Circuito elétrico equivalente oriundo da associação mista de células fotovoltaicas, na sua forma compacta.

Na *Figura 3-16* são apresentadas as respectivas curvas características $I \times V$ de cada uma das células fotovoltaicas e da associação. Verifica-se que a curva característica da associação é obtida pela composição das curvas de cada uma das células associadas.

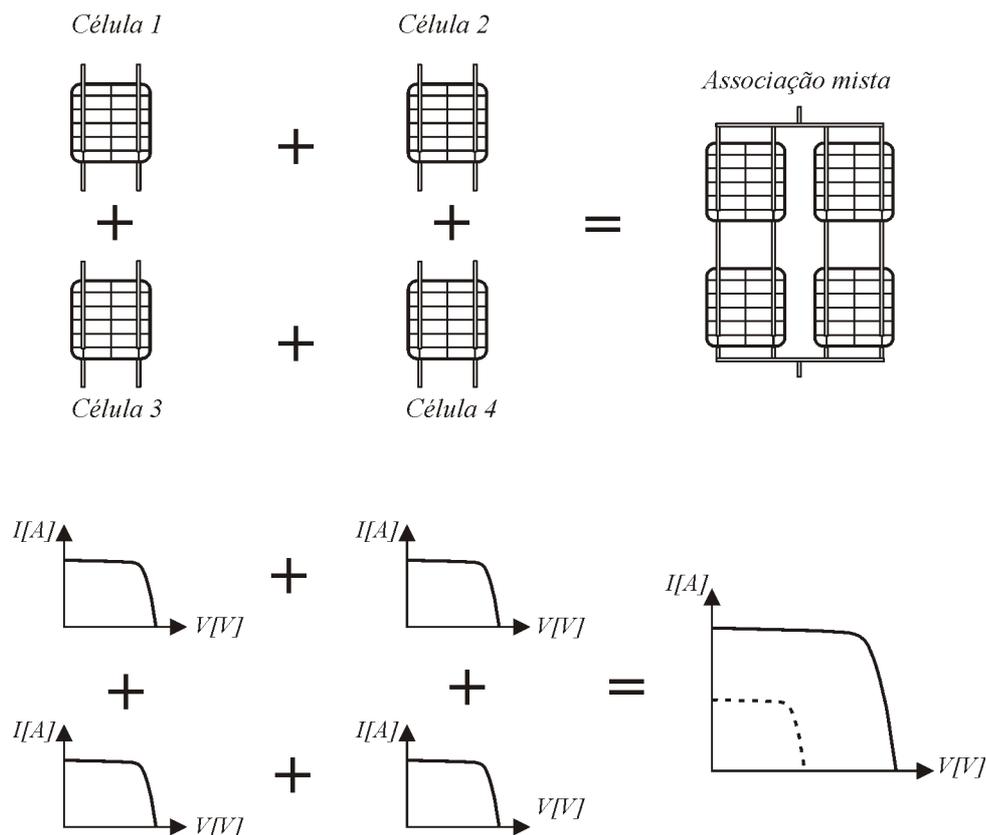


Figura 3-16: Característica de saída de células fotovoltaicas interligadas de forma mista.

Os parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico oriundo da associação mista de células fotovoltaicas são apresentados na *Tabela 3-3*.

Tabela 3-3: Principais parâmetros do módulo fotovoltaico obtido por conexão mista de células fotovoltaicas idênticas.

	Célula Fotovoltaica	Módulo Fotovoltaico
Número de Célula em paralelo	l	n_p
Número de células em série	l	n_s
Resistência série	$R_{S_{cel}}$	$R_{S_{módulo}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{S_{cel}}$
Resistência paralela	$R_{P_{cel}}$	$R_{P_{módulo}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{P_{cel}}$
Corrente foto-gerada	$I_{Ph_{cel}}$	$I_{Ph_{módulo}} = n_s \cdot I_{Ph_{cel}}$
Tensão de saída	V_{cel}	$V_{módulo} = n_s \cdot V_{cel}$
Corrente de saída	I_{cel}	$I_{módulo} = n_s \cdot I_{Ph_{cel}}$

3.2.3 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

Similarmente aos módulos, que podem ser obtidos da ligação série, paralela ou mista entre células, os arranjos são constituídos de ligações (série, paralela ou mista) de módulos fotovoltaicos.

Visto que os circuitos elétricos equivalentes das células e dos módulos fotovoltaicos são similares (exceto pela ordem de grandeza dos parâmetros envolvidos), toda teoria anteriormente apresentada se aplica também ao estudo dos arranjos fotovoltaicos, portanto, repeti-la, aqui, tornaria o conteúdo redundante.

A partir do exposto, e tomando o módulo fotovoltaico como elemento base na construção dos arranjos, três possibilidades são possíveis: arranjos fotovoltaicos constituídos de módulos interligados em série, paralelo ou de forma mista. O resultado de qualquer tipo de associação conduz sempre ao circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 3-17.

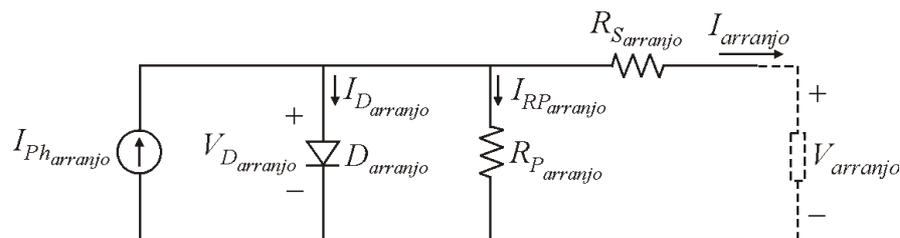


Figura 3-17: Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico.

Tomando-se os parâmetros do módulo fotovoltaico como referência ($R_{S\text{módulo}}$, $R_{P\text{módulo}}$, $I_{Ph\text{módulo}}$, $V_{\text{módulo}}$ e $I_{\text{módulo}}$) e considerando que o arranjo é constituído de N_S módulos em série e N_P módulos em paralelo, é possível expressar os parâmetros que compõem um arranjo fotovoltaico, conforme mostra a *Tabela 3-4*.

Tabela 3-4: Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos fotovoltaicos.

Parâmetro	Módulo Fotovoltaico	Arranjo Fotovoltaico		
		Conexão Série	Conexão Paralela	Conexão Mista
Módulos em paralelo	1	0	N_P	N_P
Módulos em série	1	N_S	0	N_S
Resistência série	$R_{S\text{módulo}}$	$R_{S\text{arranjo}} = N_S \cdot R_{S\text{módulo}}$	$R_{S\text{arranjo}} = \frac{R_{S\text{módulo}}}{N_P}$	$R_{S\text{arranjo}} = \frac{N_S}{N_P} \cdot R_{S\text{módulo}}$
Resistência paralela	$R_{P\text{módulo}}$	$R_{P\text{arranjo}} = N_S \cdot R_{P\text{módulo}}$	$R_{P\text{arranjo}} = \frac{R_{P\text{módulo}}}{N_P}$	$R_{P\text{arranjo}} = \frac{N_S}{N_P} \cdot R_{P\text{módulo}}$
Corrente foto-gerada	$I_{Ph\text{módulo}}$	$I_{Ph\text{arranjo}} = I_{Ph\text{módulo}}$	$I_{Ph\text{arranjo}} = N_P \cdot I_{Ph\text{módulo}}$	$I_{Ph\text{arranjo}} = N_P \cdot I_{Ph\text{módulo}}$
Tensão de saída	$V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{arranjo}} = N_S \cdot V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{arranjo}} = V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{arranjo}} = N_S \cdot V_{\text{módulo}}$
Corrente de saída	$I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{arranjo}} = I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{arranjo}} = N_P \cdot I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{arranjo}} = N_P \cdot I_{\text{módulo}}$

Em fim, com a obtenção dos circuitos elétricos equivalentes capazes de representar os arranjos fotovoltaicos sob distintas formas de conexões, pode-se iniciar o equacionamento e modelagem matemática dos mesmos.

Atenta-se ao importante fato de que os circuitos equivalentes foram obtidos considerando-se que as células e módulos utilizados nas associações são idênticos, desta forma, o modelo a ser obtidos reproduzirá resultados válidos se na prática a condição de similaridade dos dispositivos fotovoltaicos for conservada.

3.3 MODELAGEM MATEMÁTICA

A modelagem matemática a seguir, visa contemplar unicamente os circuitos elétricos equivalentes do módulo e arranjo fotovoltaicos. Ressalta-se que o circuito elétrico da célula fotovoltaica não será modelado, já que os níveis de potência de saída deste

dispositivo não são significativos, em termos de Eletrônica de Potência.

3.3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MÓDULO FOTOVOLTAICOS

Para modelar um módulo fotovoltaico, considera-se o circuito elétrico equivalente apresentado na *Figura 3-15* e repetido na *Figura 3-18* por conveniência.

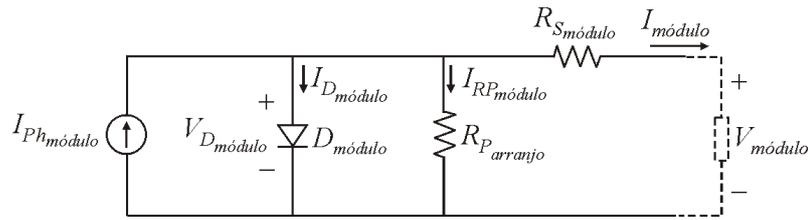


Figura 3-18: Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico.

Aplicando somatório das correntes no nó *a*, facilmente obtém-se:

$$I_{\text{módulo}} = I_{Ph_{\text{módulo}}} - I_{D_{\text{módulo}}} - I_{RP_{\text{módulo}}} \quad (3.12)$$

A solução da equação apresentada em (3.12) requer o conhecimento de cada uma das parcelas que a compõe: $I_{Ph_{\text{módulo}}}$, $I_{D_{\text{módulo}}}$ e $I_{RP_{\text{módulo}}}$.

A corrente $I_{Ph_{\text{painel}}}$ representa a corrente foto-gerada no processo fotovoltaico. De acordo com [19], [23] e [27] esta corrente pode ser determinada mediante a aplicação da equação (3.13), em que S representa a radiação de operação, S^{ref} a radiação nas condições de ensaio do fabricante e $I_{Ph_{\text{módulo}}}^{ref}$ a corrente foto-gerada nas condições de referência.

$$I_{Ph_{\text{módulo}}} = \frac{S}{S^{ref}} \cdot I_{Ph_{\text{módulo}}}^{ref} \quad (3.13)$$

Verifica-se que, como S^{ref} e $I_{Ph_{\text{módulo}}}^{ref}$ são grandezas fixas, a corrente foto-gerada é uma função direta da radiação, estando, em parte, de acordo com a teoria apresentada no item 2.7.4. Diz-se em parte, já que a referida equação não contempla o efeito da temperatura na corrente foto-gerada. Uma proposta mais precisa para determinação de $I_{Ph_{\text{módulo}}}$, contemplando os efeitos tanto da radiação quanto da temperatura, é apresentada na equação (3.14) [28].

$$I_{Ph_{\text{módulo}}} = \frac{S}{S^{ref}} \left[1 + u_1 (T - T_{ref}) \right] \cdot I_{Ph_{\text{módulo}}}^{ref} \quad (3.14)$$

Na equação (3.14), T representa a temperatura de operação da célula e T^{ref} a temperatura nas condições de ensaio pelo fabricante, enquanto u_T refere-se ao coeficiente de temperatura da corrente, sendo expresso em $A/^\circ C$ (fornecido pelo fabricante).

Estabelecida a equação para determinar $I_{Ph\acute{m}odulo}$, parte-se à determinação de $I_{D\acute{m}odulo}$. De acordo com [14], a corrente que circula em um diodo de junção pn pode ser calculada através do emprego da equação (3.15).

$$I_{D\acute{m}odulo} = I_0 \cdot \left[e^{\frac{V_{D\acute{m}odulo}}{A \cdot V_T}} - 1 \right] \quad (3.15)$$

Em que I_0 alude à corrente de saturação reversa do diodo, $V_{D\acute{m}odulo}$ representa a tensão aplicada ao diodo, A uma constante empírica, que depende da qualidade do semicondutor utilizado na fabricação do módulo e V_T , denominada de tensão térmica, pode ser determinada mediante o emprego da equação (3.16).

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (3.16)$$

Na equação (3.16), $k = 1,38 \cdot 10^{-23} J / K$ representa a constante de *Boltzmann*, $q = 1,602 \cdot 10^{-19} C$ a carga elementar e T a temperatura de operação.

Evidentemente, por estar associada à difusão térmica na junção pn , a corrente I_0 é fortemente influenciada pela temperatura [14], [23], [27] e pode ser calculada conforme a equação (3.17).

$$I_0 = I_0^{ref} \cdot \left[\frac{T}{T^{ref}} \right]^3 \cdot e^{\frac{n_S \cdot E_G}{A} \left(\frac{1}{V_T} - \frac{1}{V_T^{ref}} \right)} \quad (3.17)$$

Na equação I_0^{ref} representa a corrente de saturação reversa quando o módulo está exposto às condições de teste (*STC*), enquanto V_T^{ref} retrata a tensão térmica nesta mesma condição, podendo ser expressa por:

$$V_T^{ref} = \frac{k \cdot T^{ref}}{q} \quad (3.18)$$

Deste modo, substituindo as equações (3.16) e (3.18) em (3.17) e, por fim, levando o resultado obtido em (3.15), determina-se:

$$I_{D_{\text{módulo}}} = I_0^{\text{ref}} \cdot \left[\frac{T}{T^{\text{ref}}} \right]^3 \cdot e^{\frac{n_S \cdot E_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{\text{ref}}} - \frac{1}{T} \right)} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot (V_{D_{\text{módulo}}})}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad (3.19)$$

Uma vez encontrada a equação que descreve a corrente no diodo $D_{\text{módulo}}$, parte-se à determinação da corrente na resistência paralela: $I_{R_{P_{\text{módulo}}}}$, que pode ser realizada analisando o circuito elétrico equivalente da *Figura 3-18*, de modo a se obter a equação apresentada em (3.20).

$$V_{R_{P_{\text{módulo}}}} = V_{D_{\text{módulo}}} = V_{\text{módulo}} + R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}} \quad (3.20)$$

Mas, como:

$$I_{R_{P_{\text{módulo}}}} = \frac{V_{R_{P_{\text{módulo}}}}}{R_{P_{\text{módulo}}}} \quad (3.21)$$

Então, a substituição de (3.21) em (3.20) conduz a (3.22).

$$I_{R_{P_{\text{módulo}}}} = \frac{V_{\text{módulo}} + R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}}}{R_{P_{\text{módulo}}}} \quad (3.22)$$

Finalmente, a corrente $I_{\text{módulo}}$ pode ser representada, em sua forma final, pela equação (3.23), mediante a substituição de (3.14), (3.19), (3.20) e (3.22) em (3.12).

$$I_{\text{módulo}} = \frac{S}{S^{\text{ref}}} \left[1 + u_l (T - T^{\text{ref}}) \right] \cdot I_{P_{h_{\text{módulo}}}}^{\text{ref}} - \left[-I_0^{\text{ref}} \cdot \left[\frac{T}{T^{\text{ref}}} \right]^3 \cdot e^{\frac{n_S \cdot E_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{\text{ref}}} - \frac{1}{T} \right)} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot (V_{\text{módulo}} + R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}})}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_{\text{módulo}} + R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}}}{R_{P_{\text{módulo}}}} \right] \quad (3.23)$$

A equação (3.23) expressa a corrente de saída do módulo fotovoltaico $I_{\text{módulo}}$ como função da tensão aplicada a seus terminais de saída $V_{\text{módulo}}$. Devido ao fato de ser transcendental, a referida equação não apresenta solução algébrica, destarte, métodos numéricos devem ser empregados para resolvê-la. Atenta-se ainda ao fato de os parâmetros $R_{S_{\text{módulo}}}$, $R_{P_{\text{módulo}}}$, A , $I_{0_{\text{ref}}}$ e $I_{P_{h_{\text{módulo}}}}^{\text{ref}}$ não terem seus valores especificados, visto que não são fornecidos pelo fabricante, o que inviabiliza a solução da equação.

Para determinar os parâmetros citados, recorre-se aos pontos fornecidos pelos catálogos dos fabricantes: circuito aberto, curto circuito e máxima potência.

Na condição de curto circuito, especificada nas condições de referência, estabeleça-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned}
 T &= T^{ref} \\
 S &= S^{ref} \\
 I_{módulo} &= I_{cc}^{ref} \\
 V_{módulo} &= 0V
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Logo, aplicando os resultados da equação (3.24) em (3.23), encontra-se:

$$I_{cc}^{ref} = I_{Phmódulo}^{ref} - I_0^{ref} \cdot \left[e^{\frac{q(R_{Smódulo} \cdot I_{cc}^{ref})}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{R_{Smódulo} \cdot I_{cc}^{ref}}{R_{Pmódulo}} \tag{3.25}$$

De acordo com [14] e [29] a corrente de saturação reversa de um diodo de junção é estabelecida no patamar entre μA e nA . Este fato reduz o termo exponencial da equação (3.25), podendo ser desprezado. Em geral, $R_{Pmódulo} \gg R_{Smódulo} \cdot I_{cc}^{ref}$, de modo que o termo

$\frac{R_{Smódulo} \cdot I_{cc}^{ref}}{R_{Pmódulo}}$ também pode ser desprezado [26], [29].

Assim, tem-se:

$$I_{Phmódulo}^{ref} \approx I_{cc}^{ref} \tag{3.26}$$

Na condição de circuito aberto, especificada nas condições de referência, tem-se:

$$\begin{aligned}
 T &= T^{ref} \\
 S &= S^{ref} \\
 I_{módulo} &= 0A \\
 V_{módulo} &= V_{camódulo}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Substituindo as equações (3.26) e (3.27) na equação (3.23), obtém-se (3.28).

$$0 = I_{cc}^{ref} - I_0^{ref} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot V_{camódulo}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_{camódulo}}{R_{Pmódulo}} \tag{3.28}$$

Assim, isolando-se I_0^{ref} em (3.28), determina-se:

$$I_0^{ref} = \frac{I_{cc}^{ref} - \frac{V_{ca}^{ref}}{R_{Pmódulo}}}{e^{\frac{q \cdot V_{ca}^{ref}}{A \cdot k \cdot T}} - 1} \tag{3.29}$$

Por fim, repetindo o procedimento, porém agora com base nas especificações de máxima potência, tem-se:

$$\begin{aligned} T &= T^{ref} \\ S &= S^{ref} \\ I_{módulo} &= I_{mp}^{ref} \\ V_{módulo} &= V_{mp}^{ref} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Levando os resultados de (3.30) à (3.23), encontra-se (3.31).

$$I_{mp}^{ref} = I_{Ph_{módulo}}^{ref} - I_0^{ref} \cdot \left[e^{\frac{q(V_{mp}^{ref} - R_{S_{módulo}} \cdot I_{mp}^{ref})}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_{mp}^{ref} - R_{S_{módulo}} \cdot I_{mp}^{ref}}{R_{P_{módulo}}} \quad (3.31)$$

Substituindo as equações (3.26) e (3.29) em (3.31) e considerando que os termos exponenciais são muito maiores que a unidade, ou seja, $e^{\frac{V_{ca}^{ref}}{A \cdot k \cdot T}} \gg 1$ e $e^{\frac{V_{mp}^{ref} - R_{S_{módulo}} \cdot I_{mp}^{ref}}{A \cdot k \cdot T}} \gg 1$, é possível encontrar o parâmetro A , conforme expresso em (3.32).

$$A = \frac{V_{mp}^{ref} - V_{ca}^{ref} + R_{S_{módulo}} \cdot I_{mp}^{ref}}{V_T^{ref} \cdot \ln \left[\frac{I_{cc}^{ref} - I_{mp}^{ref} - \left(\frac{V_{mp}^{ref} + R_{S_{módulo}} \cdot I_{mp}^{ref}}{R_{P_{módulo}}} \right)}{I_{cc}^{ref} - \frac{V_{ca}^{ref}}{R_{P_{módulo}}}} \right]} \quad (3.32)$$

Para que os parâmetros I_0^{ref} na equação (3.29) e A na equação (3.32) fiquem determinados, basta estabelecer as grandezas $R_{P_{módulo}}$ e $R_{S_{módulo}}$. Evidentemente, como o número de incógnitas (cinco) é superior ao de equações linearmente independentes (três), não é possível buscar uma solução analítica.

Experimentalmente, existem alguns métodos propostos na literatura para determinação dos parâmetros $R_{P_{módulo}}$ e $R_{S_{módulo}}$, entretanto, os procedimentos de teste são extremamente complexos e ainda necessitam da solução de equações não lineares para obtê-los na forma final [23], [30].

Uma proposta mais simples é utilizar os parâmetros $R_{P_{módulo}}$ e $R_{S_{módulo}}$ como fatores de ajuste: neste caso, ambos os resistores são modificados até que as curvas geradas, através de simulação, se adéquem às fornecidas pelo fabricante, permitindo a validação do

modelo.

Tipicamente, a resistência série de uma célula de Silício $R_{S_{cel}}$ está enquadrada entre $0,01\Omega$ e $0,1\Omega$, enquanto a resistência paralela $R_{P_{cel}}$ (também de uma célula) se estabelece no patamar ente 200Ω e 800Ω [19], [23], não esquecendo que idealmente $R_{S_{cel}} \rightarrow 0$ e $R_{P_{cel}} \rightarrow \infty$.

Além disso, é importante recordar as duas relações apresentadas na *Tabela 3-3*, conforme segue em (3.33).

$$\begin{aligned}
 R_{S_{painel}} &= \frac{n_S}{n_P} \cdot R_{S_{cel}} \\
 R_{P_{painel}} &= \frac{n_S}{n_P} \cdot R_{P_{cel}}
 \end{aligned}
 \tag{3.33}$$

Toda teoria apresentada até o momento pode ser sumarizada da seguinte forma: escolhem-se valores iniciais para $R_{S_{cel}}$ e $R_{P_{cel}}$ e, a partir da equação (3.33) encontra-se $R_{S_{módulo}}$ e $R_{P_{módulo}}$. Levando estes valores às equações (3.29) e (3.32), determinam-se, respectivamente, os parâmetros I_0^{ref} e A . Por fim, de posse dos valores de $R_{S_{módulo}}$ e $R_{P_{módulo}}$, I_0^{ref} , A e $I_{Ph_{módulo}}^{ref}$ (parâmetros calculados) e de V_{mp}^{ref} , I_{mp}^{ref} , V_{ca}^{ref} , I_{cc}^{ref} , S^{ref} , T^{ref} , n_s e u_l (fornecidos pelo fabricante), além das constantes E_G , q e k é possível, através do emprego da equação (3.23), obter a curva $I \times V$ para qualquer condição de radiação (S) e temperatura (T) requerida. Caso as curvas obtidas não coincidam com as do fabricante, os parâmetros $R_{S_{cel}}$ e $R_{P_{cel}}$ devem ser modificados e os procedimentos repetidos, até que as curvas se adêquem.

Para que se possa validar o modelo proposto, os resultados obtidos a partir das simulações serão comparados com os fornecidos pelo fabricante, em um primeiro momento e, posteriormente, serão comparados com as curvas reais do módulo *KC200GT*, obtidas experimentalmente.

De acordo com o fabricante Kyocera [20], os módulos fotovoltaicos *KC200GT*, utilizados nos experimentos, podem ser caracterizados pelos parâmetros apresentados na *Tabela 3-5*.

Tabela 3-5: Especificações elétricas do módulo fotovoltaico KC200GT.

Especificações a $S = 1000\text{W/m}^2$, $T = 25^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$		
Potência máxima	P_{mp}	200,1W
Tensão de máxima potência	V_{mp}	26,3V
Corrente de máxima potência	I_{mp}	7,61A
Tensão de circuito aberto	V_{ca}	32,9V
Corrente de curto circuito	I_{cc}	8,21A
Coefficiente de temperatura da corrente	u_I	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$
Especificações a $S = 800\text{W/m}^2$, $T = 47^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$		
Potência máxima	P_{mp}	142,2W
Tensão de máxima potência	V_{mp}	23,2V
Corrente de máxima potência	I_{mp}	6,13A

Utilizando os dados da Tabela 3-5 como parâmetros de entrada do modelo, obtiveram-se as famílias de curvas $I \times V$, apresentadas na Figura 3-19, lado a lado com os resultados fornecidos pelo fabricante. O modelo desenvolvido para obtenção das curvas via simulação é apresentado no Apêndice A.

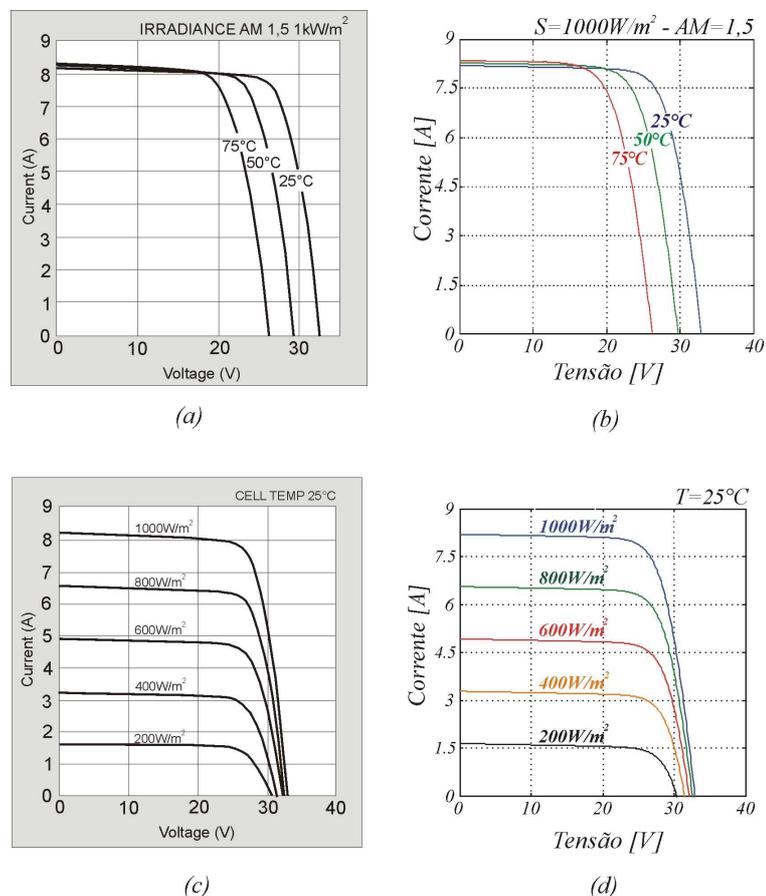


Figura 3-19: Comparação entre resultados de simulação e fornecidos pelo fabricante.

Os resultados apresentados na *Figura 3-19* mostram que existe muita similaridade entre as curvas obtidas por simulação e fornecidas pelo fabricante. Vislumbrando obter resultados numéricos referentes aos erros, apresentam-se na *Figura 3-20* as curvas $I \times V$ e $P \times V$ ⁶ para os mesmos valores de radiação e temperatura especificados pelo fabricante, na *Tabela 3-5*.

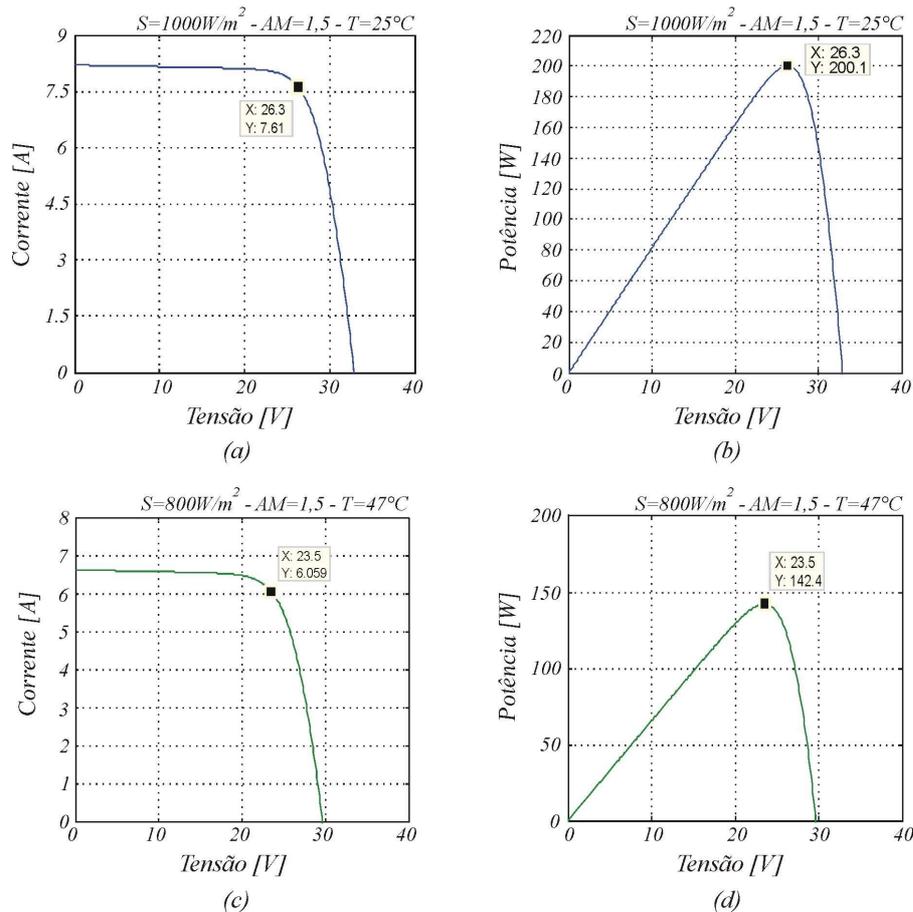


Figura 3-20: Curvas características traçadas para as seguintes condições: (a), (b): $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $T = 25^\circ \text{C}$; (c), (d): $S = 800 \text{ W/m}^2$, $T = 47^\circ \text{C}$.

A partir da leitura dos pontos em destaque nas curvas da *Figura 3-20* (a), (b), (c) e (d) é possível estabelecer uma comparação numérica entre os resultados simulados e fornecidos pelo fabricante, tal como apresentada a *Tabela 3-6*.

⁶ Similarmente à curva $I \times V$, a curva característica $P \times V$ (potência versus tensão) caracteriza um módulo fotovoltaico. Esta curva também pode ser entendida como sendo $V \cdot I \times V$.

Tabela 3-6: Comparação entre os resultados no ponto de máxima potência referente às curvas obtidas via simulação e fornecidas pelo fabricante.

Grandeza	Fabricante	Modelo	Erro absoluto ⁷	Erro relativo ⁸
$V_{mp} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}C \\ S=1000W/m^2 \end{array} \right. [V]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{mp} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}C \\ S=1000W/m^2 \end{array} \right. [A]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{mp} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}C \\ S=1000W/m^2 \end{array} \right. [W]$	200,1	200,1	0,0	0%
$I_{cc} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}C \\ S=1000W/m^2 \end{array} \right. [A]$	8,21	8,21	0	0%
$V_{ca} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}C \\ S=1000W/m^2 \end{array} \right. [V]$	32,9	32,9	0	0%
$V_{mp} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}C \\ S=800W/m^2 \end{array} \right. [V]$	23,2	23,5	0,3	1,29%
$I_{mp} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}C \\ S=800W/m^2 \end{array} \right. [A]$	6,13	6,059	0,071	1,16%
$P_{mp} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}C \\ S=800W/m^2 \end{array} \right. [W]$	142,2	142,4	0,2	0,14%

Conforme verifica-se na Tabela 3-6, os erros associados aos valores simulados, tomando os dados do fabricante como verdadeiros, são insignificantes. Todavia, para assegurar a validade do modelo proposto, as curvas obtidas através de simulação serão comparadas àquelas resultantes de medições práticas.

Para levantamento das curvas $I \times V$ e $P \times V$ experimentais, utilizou-se um aparelho denominado Mini-KLA, apresentado como mera ilustração na Figura 3-21.



Figura 3-21: Mini-KLA.

⁷ Erro absoluto: $E_{abs} = X_{fabricante} - X_{simulado}$

⁸ Erro relativo: $E_{rel} = \frac{X_{fabricante} - X_{simulado}}{X_{fabricante}}$

Para obter as curvas, o módulo fotovoltaico a ser caracterizado é conectado ao Mini-KLA para que sua tensão e corrente de saída sejam monitoradas. Ainda, através de um sensor com dupla função (piranômetro e termômetro) são recolhidas informações referentes à radiação solar e temperatura na superfície do módulo. Os dados armazenados no aparelho são facilmente transferidos para o computador através de uma conexão serial. Apesar de o fabricante fornecer um *software*, denominado Mini-Les, para pré-visualização das curvas, conforme ilustra a *Figura 3-22*, as mesmas podem ser transferidas para programas difundidos, como Excel e MATLAB[®].

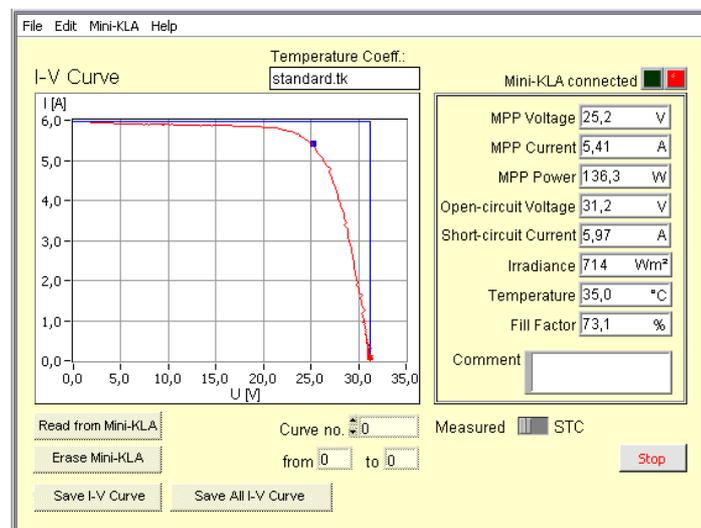


Figura 3-22: Interface de pré-visualização das curvas obtidas através do Mini-KLA.

A *Figura 3-23* retrata os resultados experimentais traçados concomitantemente aos de simulação, sob quatro distintas condições de radiação e temperatura.

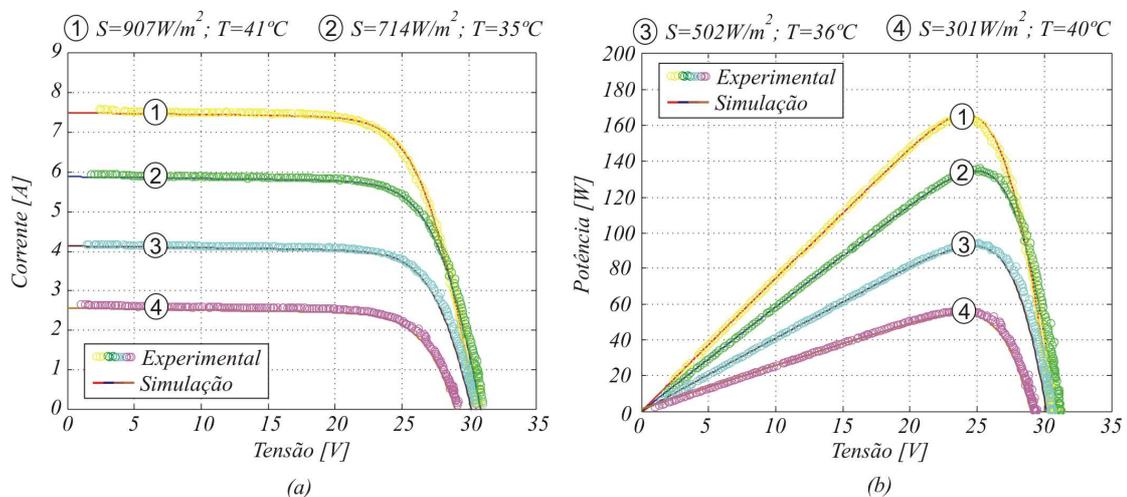


Figura 3-23: Comparação entre resultados obtidos via simulação e experimentalmente: (a) curva $I \times V$; (b) curva $P \times V$.

Mediante o estudo da *Figura 3-23*, percebe-se a quase sobreposição das curvas teóricas e experimentais, ratificando o procedimento empregado na modelagem dos módulos fotovoltaicos.

3.3.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

Conforme pode ser verificado na *Figura 3-17*, repetida na *Figura 3-24* por facilidade didática, o circuito elétrico de um arranjo fotovoltaico é similar ao do módulo fotovoltaico.

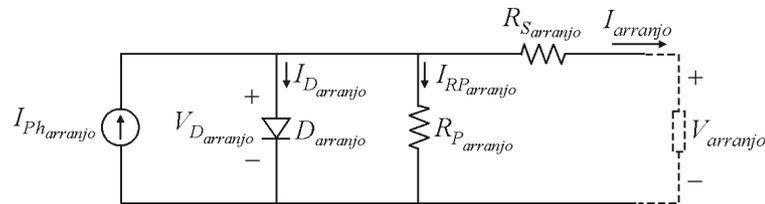


Figura 3-24: Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico.

A equação (3.34) descreve o comportamento da corrente do arranjo fotovoltaico, em função de sua tensão de saída, levando em conta as relações apresentadas na *Tabela 3-4*, para a associação mista (mais abrangente possível).

$$\begin{aligned}
 I_{\text{módulo}} = & \frac{S}{S_{\text{ref}}} \left[I + u_l (T - T_{\text{ref}}) \right] \cdot N_S \cdot I_{\text{Ph}_{\text{módulo}}}^{\text{ref}} - \\
 & - I_0^{\text{ref}} \cdot \left[\frac{T}{T_{\text{ref}}} \right]^3 \cdot e^{\frac{N_S \cdot n_S \cdot E_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T_{\text{ref}}} - \frac{1}{T} \right)} \cdot \left[e^{\frac{q \left(V_{\text{módulo}} + \frac{N_S}{N_P} \cdot R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}} \right)}{A \cdot k \cdot T}} - I \right] - \quad (3.34) \\
 & - \frac{V_{\text{módulo}} + \frac{N_S}{N_P} \cdot R_{S_{\text{módulo}}} \cdot I_{\text{módulo}}}{\frac{N_S}{N_P} \cdot R_{P_{\text{módulo}}}}
 \end{aligned}$$

A partir da equação (3.34), é possível desenvolver um modelo, tal qual aquele realizado para o módulo fotovoltaico, de modo que as curvas características $I \times V$ e $P \times V$ possam ser extraídas.

Ressalta-se o fato de que, fazendo-se $N_S = N_P = 1$, a equação (3.34) passa a representar um arranjo constituído de um módulo fotovoltaico. Destarte, o modelo obtido para arranjos fotovoltaicos abrange também os módulos fotovoltaicos, desde que as

considerações concernentes sejam feitas.

Para verificar a validade do modelo proposto, serão apresentados os resultados de simulação de um arranjo montado a partir de três *strings* em paralelo com dezoito módulos em série cada uma.

A Tabela 3-7 traz as especificações do arranjo fotovoltaico e a Figura 3-25 ilustra as curvas características obtidas via simulação.

Tabela 3-7: Especificações do arranjo constituído de módulos fotovoltaicos KC200GT.

Especificações a $S = 1000W / m^2, T = 25^{\circ}C$ e $AM = 1,5$	
Grandeza	Valor
N_s	18
N_p	3
V_{mp} [V]	473,40
I_{mp} [A]	22,83
P_{mp} [W]	10,81kW
V_{ca} [V]	592,20
I_{cc} [A]	24,63

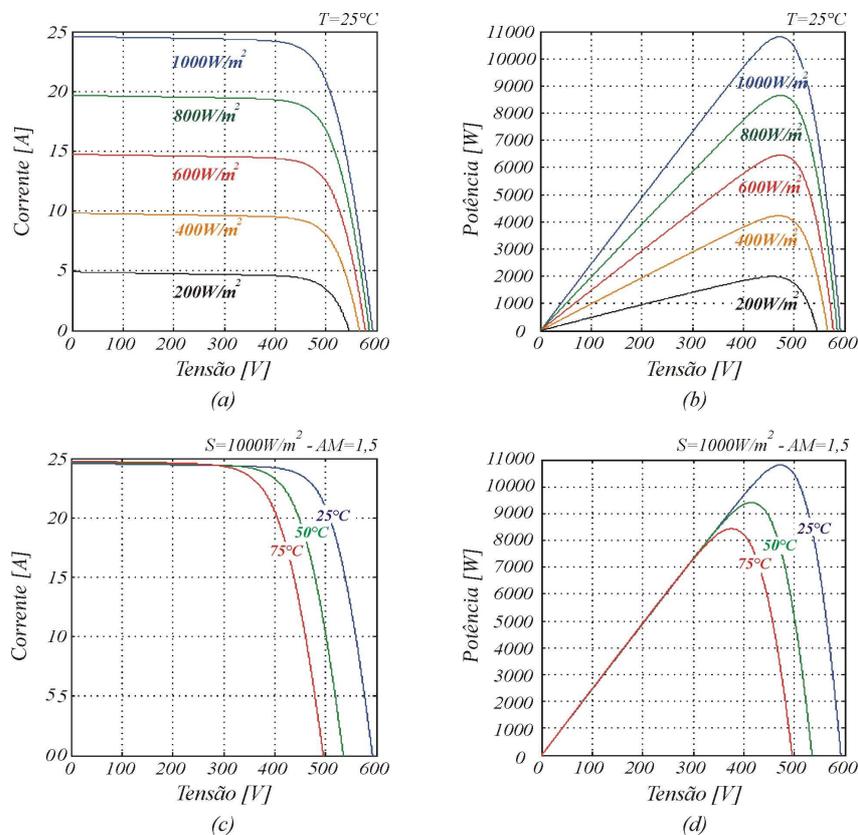


Figura 3-25: Curvas características $I \times V$ e $P \times V$ para o arranjo fotovoltaico sob diferentes condições de radiação e temperatura.



Comparando os valores das curvas nas condições de $S = 1000W / m^2$ e $T = 25^\circ C$ verifica-se que os pontos V_{mp} , I_{mp} , P_{mp} , V_{ca} e I_{cc} coincidem com aqueles apresentados na Tabela 3-7, validando o modelo proposto, mais uma vez.

Logicamente, o modelo para o arranjo fotovoltaico apresentado permite reproduzir as curvas $I \times V$ e $P \times V$ sob quaisquer condições de radiação e temperatura, de modo que o projetista não fique limitado às informações catalogadas pelo fabricante. Contudo, para que simulações de circuitos elétricos e eletrônicos possam ser realizadas juntamente com o modelo proposto, é necessário transcrevê-lo para um *software* de simulação de circuitos, como o *PSIM*, amplamente adotado no meio acadêmico.

O modelo referente ao arranjo (que inclui o módulo fotovoltaico), em termos de diagramas de bloco desenvolvido para o software *PSIM*, é apresentado na íntegra no Apêndice A deste trabalho. Outros resultados de simulação, condizentes ao *PSIM*, são similares aos até agora ilustrados e não serão apresentados novamente, já que o capítulo se tornaria demasiadamente extenso e repetitivo. Todavia, tal modelo será amplamente utilizado em capítulos posteriores, quando os circuitos seguidores de máxima potência estiverem sendo simulados.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, de relevância fundamental ao seguimento do trabalho, foi apresentada toda teoria necessária para que um modelo preciso, capaz de reproduzir com fidelidade as curvas características de saída de um módulo ou arranjo fotovoltaico, fosse desenvolvido.

Em um primeiro momento foram levantados os circuitos elétricos equivalentes referentes às células, módulos e arranjos fotovoltaicos. Os circuitos elétricos contemplaram associações série, paralela e mista, considerando células idênticas (para obtenção dos módulos) e módulos idênticos (na obtenção dos arranjos).

Secundariamente, o equacionamento dos circuitos elétricos possibilitou a obtenção de modelos acurados, capazes de prever a influência da radiação e temperatura na tensão corrente e potência de saída dos dispositivos fotovoltaicos.

A comparação entre os resultados de simulação com os fornecidos pelo fabricante e experimentais, comprovou a precisão do modelo, já que nos três casos, praticamente houve

superposição das curvas.

Ressalta-se que, todo esforço empregado foi justificado, já que, uma vez desenvolvido o modelo, pode ser aplicado a qualquer sistema em que a simulação de módulos fotovoltaicos seja requerida.

Por fim, com a obtenção do modelo aplicado ao *software PSIM*, será possível simular os circuitos seguidores de máxima potência e verificar se sob variações de radiação e temperatura, estes circuitos levam, realmente, o módulo ou arranjo a operar no ponto de máxima transferência de potência.

O estudo dos circuitos seguidores de máxima potência será abordado nos próximos capítulos deste trabalho.

TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

4.1 INTRODUÇÃO

Os módulos fotovoltaicos apresentam, por si só, rendimentos não expressivos, da ordem de 15%. Matematicamente, a eficiência de conversão é dada pela razão entre a potência elétrica gerada ($P_{elétrica}$) e a radiação solar incidente (S) sob a área do módulo, ou seja:

$$\eta_{módulo} = \frac{P_{elétrica}}{S \cdot área} \quad (4.1)$$

Para os módulos Kyocera *KC200GT*, sob as condições especificadas pelo fabricante, tem-se: $S = 1000W / m^2$, $área = 1,42m^2$ e $P_{elétrica} = 200W$, portanto, a eficiência de conversão é dada por:

$$\eta_{módulo} = \frac{200}{1000 \cdot 1,42} = 14,1\% \quad (4.2)$$

Em virtude de o ponto de operação de um módulo fotovoltaico ser atrelado às condições climáticas e à carga em que está conectado, é necessário empregar circuitos capazes de maximizar a potência gerada, os chamados Rastreadores de Máxima Potência (*MPPT – Maximum Power Point Tracker*), de modo que o rendimento de conversão não seja ainda mais reduzido.

Neste capítulo serão abordados os principais conceitos relacionados aos Rastreadores de Máxima Potência. Em uma primeira etapa será verificado como, a partir da utilização de conversores CC-CC entre o módulo fotovoltaico e a carga, é possível estabelecer a operação no ponto de máxima eficiência. A teoria será apresentada tomando-se como base os conversores Buck e Boost, e expandida, posteriormente, para os conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta. Ressalta-se, contudo, que não é objetivo deste trabalho estudar e modelar os referidos conversores, mas apenas verificar seu funcionamento como rastreadores de máxima potência.

Em um segundo momento, serão estudadas algumas técnicas para implementação

do *MPPT*, das quais se destacam o método da Tensão Constante, método Perturba e Observa (*P&O*) e método da Condutância Incremental (*CondInc*).

4.2 CIRCUITOS RASTREADORES DE MÁXIMA POTÊNCIA

Experimentalmente, os módulos fotovoltaicos apresentam grandes variações na potência elétrica gerada em função das condições meteorológicas e da carga ao qual estão interligados.

Para que se possa entender como é determinado o ponto de operação de um módulo fotovoltaico quando uma carga qualquer é conectada aos seus terminais, recorre-se à *Figura 4-1*.

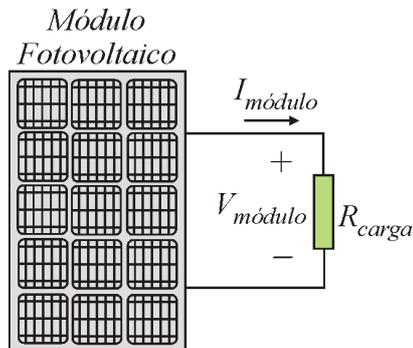


Figura 4-1: Módulo fotovoltaico conectado diretamente a uma carga.

No exemplo apresentado, a corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico $I_{módulo}$ equivale à consumida pela carga R_{carga} e a tensão em ambos (módulo e carga) é a mesma, a saber, $V_{módulo}$. Mediante o exposto, o ponto de operação do conjunto fica definido pela intersecção da curva característica de geração do módulo com a curva de carga, conforme retrata a *Figura 4-2*.

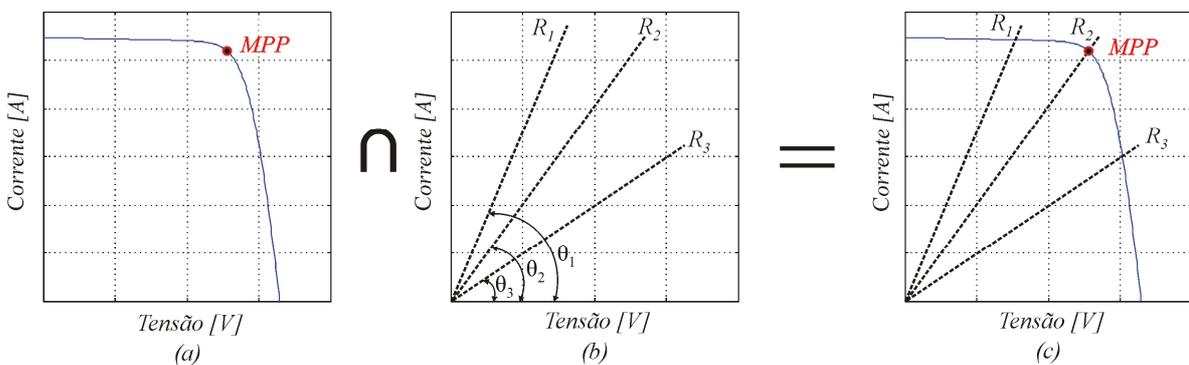


Figura 4-2: Curvas de geração fotovoltaica e de carga.

Através da análise da *Figura 4-2 (c)*, nota-se que cada valor de carga (R_a , R_b e R_c) estabelece um ponto distinto de intersecção e, somente em casos específicos, onde o ponto de máxima potência (*MPP – Maximum Power Point*) e de operação são coincidentes, a potência transferida do módulo à carga será maximizada.

Evidentemente, como a curva de geração dos módulos fotovoltaicos (*Figura 4-2 (a)*) é extremamente dependente de fatores climáticos aleatórios, sem que seja empregada uma técnica para garantir que o sistema atue no *MPP*, é pouco provável que isso ocorra naturalmente, de forma que o sistema estará sempre subutilizado, operando com eficiência aquém da máxima possível.

Para solucionar este problema, comumente são utilizados circuitos capazes de modificar o ponto de operação do conjunto módulo-carga, estabelecendo a máxima transferência de potência sob qualquer condição. Estes circuitos, denominados de Rastreadores de Máxima Potência, são obtidos pela interpolação, entre o módulo fotovoltaico e a carga, de um conversor CC-CC, conforme se verifica na representação da *Figura 4-3*.

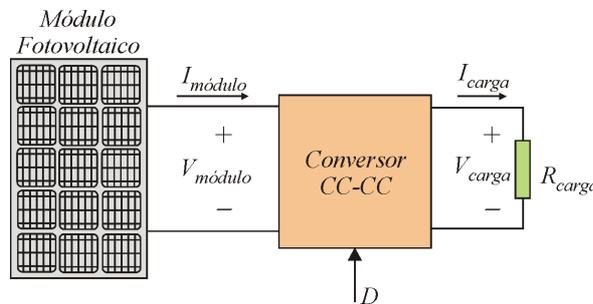


Figura 4-3: Módulo fotovoltaico interligado à carga por meio de um conversor CC-CC.

Ressalta-se, de antemão, que a tensão na carga V_{carga} é expressa pela equação (4.3), independentemente do conversor CC-CC estudado.

$$V_{carga} = R_{carga} \cdot I_{carga} \quad (4.3)$$

Inicialmente, a análise do conversor CC-CC atuando como *MPPT* será realizada para o conversor Buck, que de acordo com [31], quando operando no modo de condução contínua (MCC), pode ser caracterizado estaticamente conforme as equações (4.4) e (4.5), respectivamente.

$$G_V = \frac{V_{carga}}{V_{módulo}} = D \quad (4.4)$$

$$G_I = \frac{I_{carga}}{I_{módulo}} = \frac{1}{D} \quad (4.5)$$

Isolando-se o termo V_{carga} em (4.4), I_{carga} em (4.5) e substituindo ambos os resultados na equação (4.3), determina-se:

$$V_{módulo} \cdot D = R_{carga} \cdot \frac{I_{módulo}}{D} \quad (4.6)$$

Por simples manipulação matemática, tem-se:

$$\frac{V_{módulo}}{I_{módulo}} = \frac{R_{carga}}{D^2} \quad (4.7)$$

Na equação (4.7), o termo $\frac{V_{módulo}}{I_{módulo}}$ pode ser interpretado como a resistência equivalente total vista dos terminais do módulo fotovoltaico. Essa resistência será denominada de resistência efetiva de entrada, e representada por $R_{ei}(D, R_{carga})$, permitindo exprimir a equação (4.7) de acordo com (4.8).

$$R_{ei}(D, R_{carga}) = \frac{R_{carga}}{D^2} \quad (4.8)$$

De forma simples, a resistência efetiva de entrada $R_{ei}(D, R_{carga})$ pode ser entendida como uma resistência variável, cujo valor depende da resistência de carga R_{carga} e da razão cíclica D , culminado na representação da *Figura 4-4*.

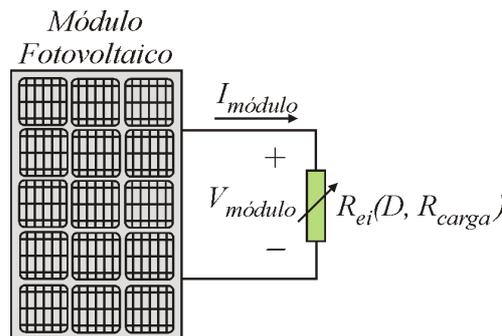


Figura 4-4: Resistência efetiva $R_{ei}(D, R_{carga})$ vista do módulo fotovoltaico.

Conforme mencionado no início do capítulo, a interceptação da curva de carga com a de geração, determina o ponto de operação do sistema. Deste modo, se a carga efetiva vista do módulo é $R_{ei}(D, R_{carga})$, o ponto de operação torna-se uma função da razão cíclica

D , conforme retrata a *Figura 4-5*.

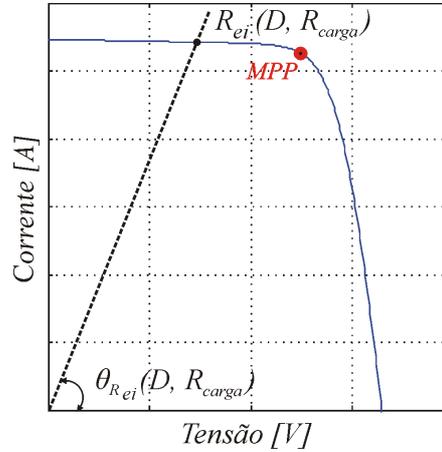


Figura 4-5: Curva de carga referente à resistência equivalente de entrada $R_{ei}(D, R_{carga})$.

Da análise da referida figura, percebe-se que o ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ representa a inclinação da curva de carga (coeficiente angular) em relação à abscissa, podendo ser expresso de acordo com a equação (4.9).

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{I}{R_{ei}(D, R_{carga})}\right) \quad (4.9)$$

Agora, substituindo a equação (4.8) em (4.9), encontra-se uma expressão para calcular o ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ em função da razão cíclica D do conversor e da resistência de carga R_{carga} , tal como traz a equação (4.10).

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{D^2}{R_{carga}}\right) \quad (4.10)$$

Aqui, torna-se evidente como o conversor CC-CC consegue atuar sempre buscando o *MPP*: caso a intersecção entre a curva de carga e de geração não se dê no ponto de maior eficiência, é possível, através da alteração da razão cíclica D , mudar a inclinação da curva de carga $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$, até que o *MPP* seja encontrado.

Todavia, em virtude de a razão cíclica ter limites teóricos estabelecidos de acordo com a equação (4.11) [31], o ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ também será limitado em um patamar superior e outro inferior.

$$0 < D < 1 \quad (4.11)$$

Em um dos extremos, quando a razão cíclica é nula ($D = 0$), mediante o emprego

da equação (4.10), determina-se:

$$\theta_{R_{ei}}(0, R_{carga}) = 0^\circ \quad (4.12)$$

Por outro lado, quando a razão cíclica é unitária ($D=1$), o ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ torna-se função exclusiva da resistência de carga R_{carga} , ou seja:

$$\theta_{R_{ei}}(1, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{1}{R_{carga}}\right) \quad (4.13)$$

Desta forma, os limites teóricos do ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ são estipulados de acordo com a equação (4.14).

$$0^\circ < \theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) < \text{atan}\left(\frac{1}{R_{carga}}\right) \quad (4.14)$$

Pela análise da equação (4.14), verifica-se que a resistência de carga é um parâmetro fundamental, pois seu valor determina o patamar superior do ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$, isto é, determina um dos limites da região de operação do conversor, já que o outro é dado em $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = 0^\circ$. A *Figura 4-6* retrata os limites de $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ e as duas possíveis regiões, quais sejam: região de operação e região proibida.

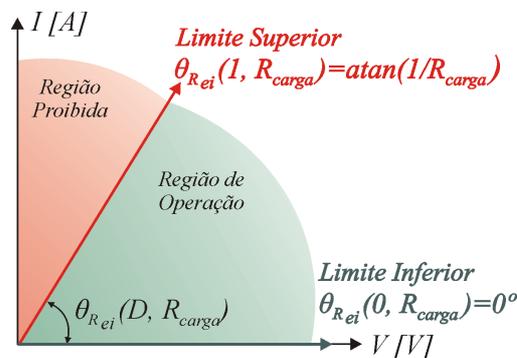


Figura 4-6: Regiões de operação estipulada para o conversor Buck operando como MPPT.

Torna-se claro que caso o *MPP* se encontre na região proibida, jamais será alcançado, visto que estará fora dos limites de operação do conversor. Este fato é extremamente importante, pois demonstra que, em alguns casos, nem a utilização de rastreadores de máxima potência é suficiente para levar o módulo fotovoltaico a operar com máxima eficiência.

Mantendo-se a mesma linha de raciocínio, todavia agora destinada ao conversor

Boost operando no MCC, é possível chegar a um resultado semelhante. De acordo com [31], a característica estática de tensão G_V e corrente G_I do conversor Boost conectado ao módulo fotovoltaico, podem ser expressas por:

$$G_V = \frac{V_{carga}}{V_{módulo}} = \frac{1}{1-D} \quad (4.15)$$

$$G_I = \frac{I_{carga}}{I_{módulo}} = 1-D \quad (4.16)$$

Assim, isolando V_{carga} em (4.15), I_{carga} em (4.16) e substituindo ambos os resultados obtidos em (4.3), tem-se:

$$\frac{V_{módulo}}{1-D} = R_{carga} \cdot \frac{I_{módulo}}{1-D} \quad (4.17)$$

Conseqüentemente:

$$R_{ei}(D) = (1-D)^2 \cdot R_{carga} \quad (4.18)$$

Dando continuidade ao procedimento anteriormente apresentado, o ângulo de inclinação da curva de carga $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$, fica determinado através da equação (4.19).

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan} \left(\frac{1}{(1-D)^2 \cdot R_{carga}} \right) \quad (4.19)$$

Quando operando com razão cíclica nula ($D=0$), a equação (4.19) conduz ao seguinte resultado:

$$\theta_{R_{ei}}(0, R_{carga}) = \text{atan} \left(\frac{1}{R_{carga}} \right) \quad (4.20)$$

Analogamente, quando a razão cíclica é unitária ($D=1$), tem-se:

$$\theta_{R_{ei}}(1, R_{carga}) = 90^\circ \quad (4.21)$$

Desta forma, $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$ fica estabelecido de acordo com (4.22).

$$\text{atan} \left(\frac{1}{R_{carga}} \right) < \theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) < 90^\circ \quad (4.22)$$

Logo, distinguem na *Figura 4-7* as duas possíveis regiões de operação para o conversor Boost.

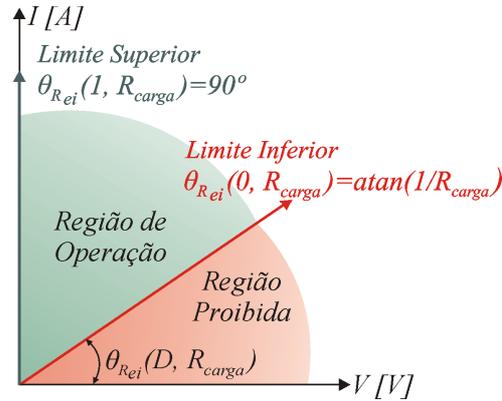


Figura 4-7: Regiões de operação estipulada para o conversor Boost operando como MPPT.

Anteriormente à caracterização dos demais conversores (Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta) como rastreadores de máxima potência, atenta-se a um fato importante, que simplificará as posteriores análises.

Conforme estabelecido para o conversor Buck, são válidas as seguintes equações:

$$G_V = D \quad (4.23)$$

$$R_{ei}(D, R_{carga}) = \frac{R_{carga}}{D^2} \quad (4.24)$$

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{D^2}{R_{carga}}\right) \quad (4.25)$$

Assim, da substituição da equação (4.23) em (4.24) e (4.25), determinam-se (4.26) e (4.27).

$$R_{ei}(G_V, R_{carga}) = \frac{R_{carga}}{G_V^2} \quad (4.26)$$

$$\theta_{R_{ei}}(G_V, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{G_V^2}{R_{carga}}\right) \quad (4.27)$$

Agora, para o conversor Boost, estabeleceu-se que são válidas as seguintes relações:

$$G_V = \frac{1}{1-D} \quad (4.28)$$

$$R_{ei}(D, R_{carga}) = (1-D)^2 \cdot R_{carga} \quad (4.29)$$

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{1}{(1-D)^2 \cdot R_{carga}}\right) \quad (4.30)$$

Portanto, substituindo-se a equação (4.28) em (4.29) e (4.30), encontram-se:

$$R_{ei}(G_V, R_{carga}) = \frac{R_{carga}}{G_V^2} \quad (4.31)$$

$$\theta_{R_{ei}}(G_V, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{G_V^2}{R_{carga}}\right) \quad (4.32)$$

Desta forma, comparando as equações (4.26) com (4.31) e (4.27) com (4.32), verifica-se que quando a resistência efetiva de entrada e o ângulo de inclinação da curva de carga são expressos em função da característica estática de tensão G_V , obtêm-se equações similares tanto para o conversor Buck quanto para o Boost. Este fato leva à generalização da teoria, ou seja, uma vez conhecida a característica estática de tensão G_V de um conversor, ambos $R_{ei}(G_V, R_{carga})$ e $\theta_{R_{ei}}(G_V, R_{carga})$, ficam determinados.

De acordo com [31], os conversores CC-CC Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta apresentam a mesma característica estática de tensão, representada de acordo com a equação (4.33).

$$G_V = \frac{D}{1-D} \quad (4.33)$$

Portanto, mediante o emprego das equações (4.31) e (4.32), facilmente determinam-se as equações (4.34) e (4.35).

$$R_{ei}(D, R_{carga}) = \frac{(1-D)^2 \cdot R_{carga}}{D^2} \quad (4.34)$$

$$\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{D^2}{(1-D)^2 \cdot R_{carga}}\right) \quad (4.35)$$

Quando, na equação (4.35), a razão cíclica é nula ($D = 0$), tem-se:

$$\theta_{R_{ei}}(0, R_{carga}) = 0^\circ \quad (4.36)$$

Por outro lado, quando a razão cíclica é máxima ($D = 1$), determina-se

$$\theta_{R_{ei}}(1, R_{carga}) = 90^\circ \quad (4.37)$$

Desta maneira, pode-se escrever:

$$0^\circ < \theta_{R_{ei}}(D, R_{carga}) = 90^\circ \quad (4.38)$$

Estabelecidos os limites de variação do ângulo $\theta_{R_{ei}}(D, R_{carga})$, é possível encontrar

as regiões de operação, conforme retrata a *Figura 4-8*.

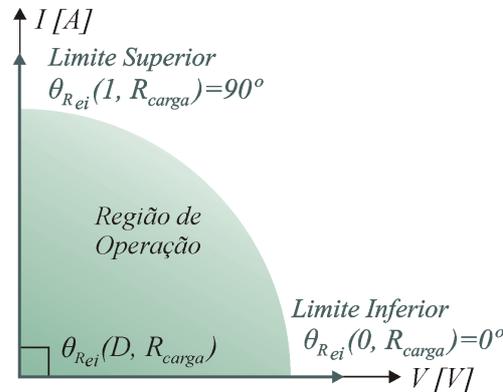


Figura 4-8: Região de operação estipulada para os conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta operando como MPPT.

Conforme verificado na *Figura 4-8*, para os conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta não há região proibida, ou seja, a característica estática de tensão G_V destes conversores permite que o ângulo de inclinação da curva de carga varie entre 0° e 90° . Assim, a utilização de um destes conversores CC-CC como *MPPT* permitirá a operação do sistema sempre no ponto de máxima potência.

Por fim, conjecturando facilitar toda teoria apresentada até o momento, a *Tabela 4-1* sumariza os principais conceitos abordados.

Tabela 4-1: Principais parâmetros dos conversores CC-CC empregados como MPPT.

Conversor CC-CC	G_V	$R_{ei}(G_V, R_{carga})$	$\theta_{Rei}(G_V, R_{carga})$	Limites de $\theta_{Rei}(D, R_{carga})$
Buck	D	$\frac{R_{carga}}{G_V^2}$	$\text{atan}\left(\frac{G_V^2}{R_{carga}}\right)$	$0^\circ < \theta_{Rei}(D, R_{carga}) < \text{atan}\left(\frac{I}{R_{carga}}\right)$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{R_{carga}}{G_V^2}$	$\text{atan}\left(\frac{G_V^2}{R_{carga}}\right)$	$\text{atan}\left(\frac{I}{R_{carga}}\right) < \theta_{Rei}(D, R_{carga}) < 90^\circ$
Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{R_{carga}}{G_V^2}$	$\text{atan}\left(\frac{G_V^2}{R_{carga}}\right)$	$0^\circ < \theta_{Rei}(D, R_{carga}) < 90^\circ$

Estabelecida a maneira como os conversores CC-CC são capazes de atuar, levando o módulo fotovoltaico a operar no ponto de máxima potência, desde que este ponto se encontre na região de operação, é necessário apresentar as técnicas que permitem variar a razão cíclica e detectar quando o *MPP* foi encontrado. A seguir são apresentados os principais passos na realização desta tarefa:



- Detectar o ponto ao qual o módulo está operando;
- Verificar se este ponto é o *MPP*;
- Se não for, verificar se o ponto de operação encontra-se à direita ou esquerda do *MPP*;
- Alterar a razão cíclica convenientemente (incremento/decremento) até encontrar o *MPP*;
- Uma vez encontrado, mantê-lo.

Na literatura, muitas técnicas para implementar as alterações na razão cíclica D em busca do *MPP* são apresentadas, diferenciando-se umas das outras nos quesitos velocidade e precisão de rastreamento. Neste âmbito, serão indigitadas as principais técnicas empregadas das quais algumas serão estudadas mais aprofundadamente para posterior aplicação.

4.3 TÉCNICA PARA EXECUÇÃO DO MPPT

Desde o surgimento dos primeiros circuitos para rastreamento de máxima potência, em 1968, com a finalidade de melhorar o desempenho de sistemas constituídos por uma fonte não linear e uma carga arbitrária [32], inúmeras técnicas distintas, almejando o mesmo objetivo, foram desenvolvidas.

O surgimento dos microcontroladores e, mais recentemente, dos processadores digitais de sinal (*DSP – Digital Signal Processor*) permitiu o desenvolvimento de técnicas cada vez mais complexas, aplicadas a melhora da velocidade e precisão de rastreamento [33].

Na maior parte das técnicas voltadas ao rastreamento da máxima potência, são utilizados os sinais de tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico, embora em alguns casos, somente o sinal de tensão seja requerido.

Ainda, as técnicas podem ser aplicadas analógica ou digitalmente. De forma analógica, geralmente são utilizados amplificadores operacionais e circuitos lógico-digitais, além de alguns circuitos integrados específicos. A desvantagem dos rastreadores de máxima potência implementados de forma analógica consiste no fato de que, para alteração do método de rastreamento, há necessidade da troca de componentes, ou seja, alterações em *hardware*.

Em contrapartida, a utilização de técnicas digitais permite a mudança rápida do método utilizado por simples alteração no código fonte, ou seja, via *software*. Deve-se atentar, contudo, que problemas inerentes à digitalização, como sensibilidade a ruídos, devem ser considerados.

Dentre os métodos mais utilizados na literatura, destacam-se:

- Baseados na Lógica Fuzzy;
- Baseados em Redes Neurais;
- Baseados em Frações da Tensão de Circuito Aberto;
- Tensão Constante;
- Perturba e Observa;
- Condutância Incremental;

Os dois primeiros métodos citados, baseados na Lógica Fuzzy (também chamada Lógica Nebulosa) e em Redes Neurais, são, em termos de processamento, os que exigem maior capacidade. Geralmente, estas técnicas empregam conceitos de inteligência artificial e são relativamente complexas [34].

A técnica denominada de Fração da Tensão de Circuito Aberto, apesar de ser de fácil implementação, requer a leitura periódica da tensão de circuito aberto do módulo ou arranjo fotovoltaico. Este fato implica na necessidade de desconexão da carga em intervalos de tempos regulares, acarretando em perda de potência [35].

As três últimas técnicas listadas, a saber: Tensão Constante, Perturba e Observa e Condutância Incremental, devido ao fato de serem amplamente exploradas pela literatura, serão abordadas mais aprofundadamente neste trabalho.

4.3.1 MÉTODO 1: TENSÃO CONSTANTE

O método da Tensão Constante é uma técnica pouco precisa que impõe a tensão de saída do módulo $V_{\text{módulo}}$, mantendo-a fixa. A ideia é que grampeando $V_{\text{módulo}}$ no valor que garanta a máxima transferência de potência nas condições de referência ($V_{\text{módulo}} = V_{mp}^{ref}$), o sistema irá operar nas proximidades do ponto de máxima transferência de potência para qualquer outra condição de radiação, conforme mostra a *Figura 4-9*, em que a linha tracejada conecta os pontos de máxima potência, enquanto a linha contínua representa o

valor da tensão grampeada.

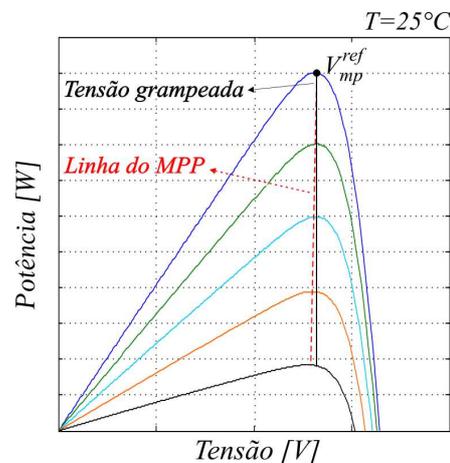


Figura 4-9: Característica $P \times V$ com pontos de máxima potência conectados, sob temperatura constante.

A falha do método apresentado consiste no fato de que as variações na temperatura são omitidas na análise, ou seja, o método torna-se preciso desde que a temperatura de operação do módulo fotovoltaico não desvirtue daquela para a qual a tensão de grampeamento foi estabelecida ($T = T^{ref}$). Em outras palavras, quando a temperatura de operação se eleva, há uma significativa mudança na tensão para qual ocorre a máxima transferência de potência e, mantendo-se fixa a tensão $V_{módulo}$, o módulo não fornecerá a máxima eficiência possível.

Para compreender melhor o exposto, propõe-se a *Figura 4-10*, de onde se verifica que quando a temperatura de operação do módulo coincide com a de referência $T = T^{ref}$, o valor da tensão grampeada e de máxima potência são as mesmas ($V_{módulo} = V_{mp}^{ref}$). Contudo, quando a temperatura do módulo muda para $T = T_a$, sendo $T_a > T^{ref}$, a tensão para o qual ocorre a máxima potência desloca-se para o ponto a , porém, devido ao grampeamento da tensão imposto, o ponto de operação fica estipulado em b , de forma que a potência gerada é menor que a máxima permitida para a condição.

Ainda, caso a temperatura de operação mude para o valor $T = T_b$, em que $T_b > T_a > T^{ref}$, o *MPP* será deslocado para c e, novamente, devido ao grampeamento imposto, o ponto de operação ocorrerá em d , aumentando ainda mais o erro entre o ponto de operação e de máxima potência.

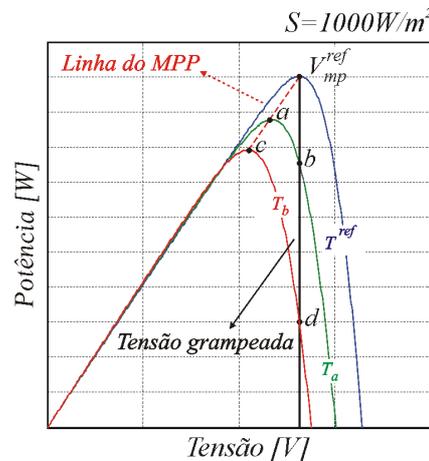


Figura 4-10: Característica $P \times V$ com pontos de máxima potência conectados, sob radiação constante.

Desta forma, fica demonstrado que o método da Tensão Constante é preciso no rastreamento de máxima potência somente nos casos em que a temperatura de operação e a tida como referência não destoam significativamente.

Ressalta-se que apesar do erro cometido quando há variações de temperatura, esta técnica é bastante citada na literatura [35], [36], [37], devido ao fato de ser implementada de forma simples (seja analógica ou digitalmente) e pelo fato de requerer a utilização de um único sensor para leitura da tensão de saída do módulo $V_{\text{módulo}}$. Além disso, empregar uma técnica que fixe a tensão do módulo, mantendo-a nas proximidades do ponto de máxima potência, é melhor que não a utilizar.

Neste trabalho, o método da Tensão Constante será elaborado digitalmente, com a utilização de um microcontrolador *PIC18F1320*. O código fonte, referente ao programa desenvolvido é apresentado no Apêndice B, enquanto o respectivo fluxograma é retratado na *Figura 4-11*.

Para mero esclarecimento, no referido fluxograma a variável V representa a tensão de saída do módulo fotovoltaico $V_{\text{módulo}}$ devidamente condicionada para ser aplica à entrada analógico-digital do microprocessador utilizado, V_{gramp} representa a tensão de grampeamento (declarada no programa), D a razão cíclica de operação, D_{max} e D_{min} os valores máximo e mínimo da razão cíclica, ΔD o tamanho do passo (incremento ou decremento a ser dado na razão cíclica) e, por fim, k_{TC} o fator de escalonamento de ΔD .

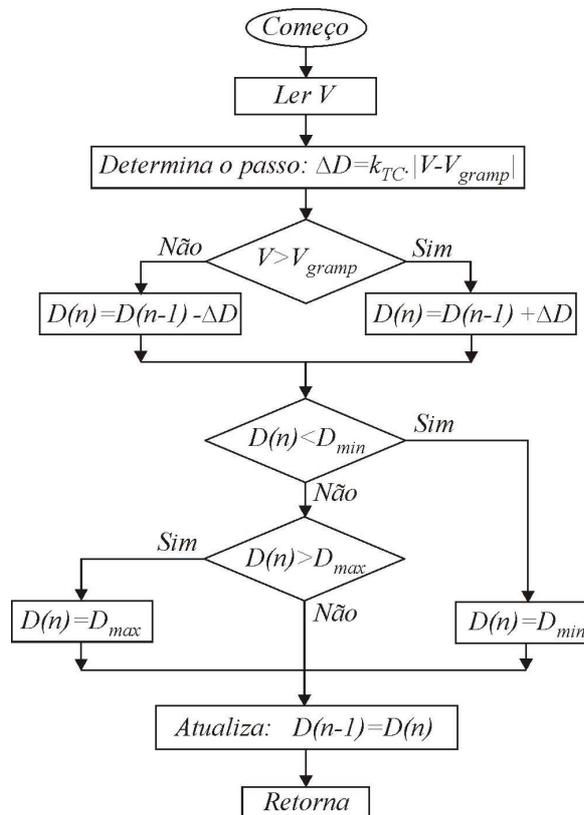


Figura 4-11: Fluxograma do algoritmo referente ao MPPT à tensão constante.

4.3.2 MÉTODO 2: PERTURBA E OBSERVA (P&O)

O método Perturba e Observa (P&O) é bastante difundido na literatura, sendo um dos primeiros a considerar os sinais de tensão V e corrente I para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência [38].

Neste método, o rastreamento é feito considerando duas iterações. Na primeira, quando o conversor CC-CC é colocado a operar com razão cíclica $D(n-1)$, são lidos os valores de tensão $V(n-1)$ e corrente $I(n-1)$ de saída do módulo fotovoltaico, possibilitando o cálculo da potência $P(n-1) = V(n-1) \cdot I(n-1)$ gerada pelo mesmo. A segunda iteração inicia-se quando uma pequena perturbação ΔD é causada na razão cíclica sob a forma de incremento ($D(n) = D(n-1) + \Delta D$) ou decremento ($D(n) = D(n-1) - \Delta D$), de forma que a tensão, corrente e potência de saída passam a ser denotados por $V(n)$, $I(n)$ e $P(n) = V(n) \cdot I(n)$. Se, após a perturbação $\Delta P = P(n) - P(n-1) > 0$, conclui-se que o sistema caminha na direção à máxima potência e o sentido da perturbação deve ser

mantido. Caso ocorra o contrário, ou seja, $\Delta P = P(n) - P(n-1) < 0$, o sistema está na direção oposta à maximização da potência, desta maneira, o sentido da perturbação deve ser alterado.

Evidentemente, determinar o tamanho do passo ΔD exige escolher entre qualidade da resposta dinâmica ou em regime permanente, e nunca ambas. Para entender por que isso ocorre, recorre-se a análise da *Figura 4-12*.

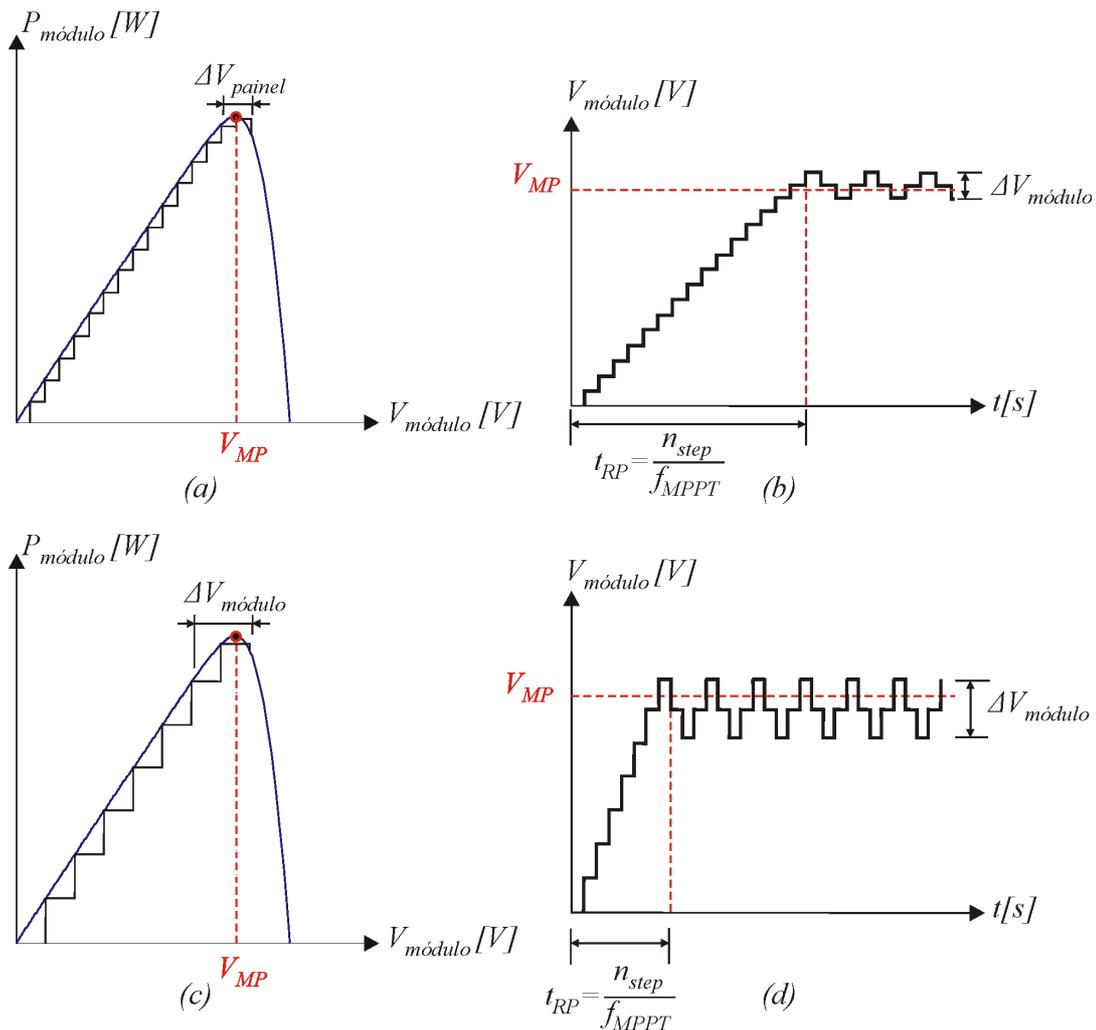


Figura 4-12: Comparação entre o rastreamento de máxima potência para diferentes valores do passo ΔD : (a) e (b) Passo reduzido; (c) e (d) Passo elevado.

Pela análise da *Figura 4-12* verifica-se que pequenos valores de ΔD fazem que a ondulação $\Delta V_{\text{módulo}}$ em torno do ponto de máxima potência V_{mp} seja reduzida, enquanto um maior tempo t_{RP} decorra até que este ponto seja alcançado. Nestas condições, a técnica Perturba e Observa apresenta boa resposta em regime permanente e má resposta em regime

transitório, já que apresenta dinâmica muito lenta.

Por outro lado, quando o passo ΔD aumenta, a velocidade com que o ponto de máxima potência é alcançado se eleva, contudo, a amplitude das oscilações em torno deste ponto se torna mais evidente. Assim, o aumento de ΔD propicia melhor resposta dinâmica em detrimento à resposta em regime permanente.

Na *Figura 4-12*, ainda se verifica que o tempo t_{RP} pode ser determinado pela equação (4.39).

$$t_{RP} = \frac{n_{step}}{f_{MPPT}} \quad (4.39)$$

Nesta equação n_{step} representa o número de vezes em que a razão cíclica deve ser incrementada ou decrementada até que o ponto de máxima potência seja encontrado, enquanto f_{MPPT} representa a frequência com que os incrementos ou decrementos são realizados. Teoricamente, quanto maior o valor da frequência f_{MPPT} mais rápido será o rastreamento, contudo, o valor desta grandeza está atrelado à dinâmica do capacitor de barramento C_{bar} , comumente inserido na entrada do conversor CC-CC. Assim, a constante de tempo do capacitor limita a frequência f_{MPPT} no patamar superior, já que antes de cada novo incremento/decremento da razão cíclica, é preciso garantir que o capacitor C_{bar} esteja operando em regime permanente.

É importante ressaltar que na análise apresentada, considerou-se a excursão do ponto de operação do módulo fotovoltaico sob a mesma curva característica $P \times V$, ou seja, na ausência de variações de radiação e temperatura. Evidentemente, na prática, radiação e temperatura variam constantemente, todavia, como a inércia térmica é elevada, as variações de temperatura na superfície do módulo ocorrem lentamente, de modo que o MPPT consegue sempre responder adequadamente. Em contrapartida, as variações de radiação podem ocorrer abruptamente e, nesse caso, pode haver erro de seguimento, de forma que, até que a perturbação seja cessada, o sistema opera fora do MPP.

Para ilustrar o exposto, considera-se a *Figura 4-13*, em que três situações de radiação são propostas. Considerando que o sistema está operando no ponto A , é esperado que sob variações de radiação ele siga a linha do MPP, mantendo-se sempre no ponto de máxima potência. Porém, se imediatamente após o sistema ter incrementado a razão cíclica

D , passando a tensão de operação do ponto A para B , ocorrer uma elevação drástica de radiação (da *condição 1* para a *condição 2*), o MPPT entenderá que a ação possibilitou a elevação da potência de saída e manterá o sentido da perturbação na razão cíclica, alterando-a de forma que, na próxima iteração, a tensão fique estabelecida em C . Mais uma vez, se houver mudança da radiação da *condição 2* para a *condição 3*, o MPPT manterá o sentido da perturbação, afastando-se progressivamente da linha de máxima potência, de forma que a tensão de saída do módulo fotovoltaico se torne cada vez menor, tendendo ao curto circuito.

O mesmo efeito pode ocorrer após o decremento da razão cíclica (passagem da tensão do ponto A' para B' e de B' para C'), contudo, neste caso a tensão de saída tornar-se-á cada vez maior, tendendo ao circuito aberto.

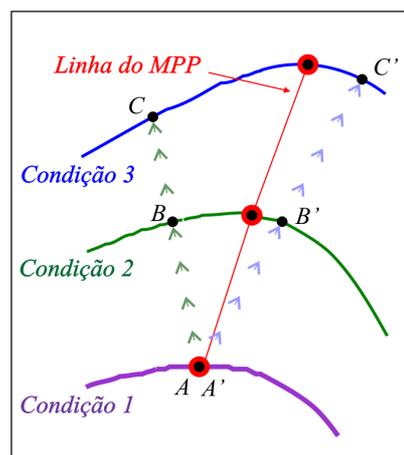


Figura 4-13: Possibilidades de rastreamento sob mudanças abruptas da radiação.

Embora os problemas apresentados (quanto à escolha do passo ΔD , da frequência f_{MPPT} e ao erro de rastreamento) sejam críticos, eles não invalidam o método, sobretudo devido ao fato de em dias de céu claro a radiação apresenta comportamento totalmente favorável, mantendo-se praticamente constante. Ainda, a realização de testes práticos permite o ajuste empírico do tamanho de ΔD bem como da frequência f_{MPPT} , de modo que se obtenha a relação ótima entre velocidade e precisão de rastreamento.

Em resposta às dificuldades do método $P\&O$, foi desenvolvida uma variação do mesmo, denominado método da Condutância Incremental (*CondInc*). Antes da abordagem do novo método, propõe-se, na Figura 4-14, o fluxograma para implementação do algoritmo referente ao método $P\&O$, ressaltando-se que o código fonte do programa

desenvolvido para o microcontrolador *PIC18F1320* é apresentado no Apêndice C.

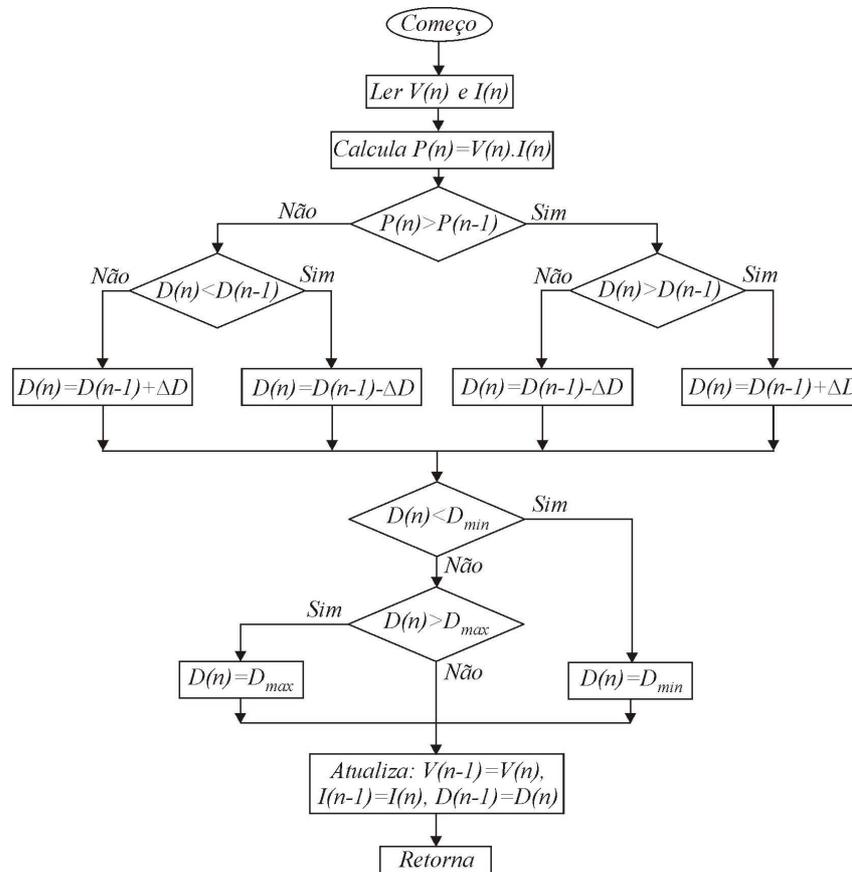


Figura 4-14: Fluxograma da técnica de rastreamento P&O.

4.3.3 MÉTODO 3: CONDUTÂNCIA INCREMENTAL (CONDINC.)

O método da Condutância Incremental apresenta-se como melhor solução para rastreamento de máxima potência, uma vez que alia velocidade de rastreamento à baixa oscilação em regime permanente, todavia, exige maior esforço computacional [38].

Neste método promovem-se também variações no ponto de operação, porém a decisão a respeito do próximo passo não é mais tomada em relação à variação de potência

ΔP , mas sim sobre a razão $\frac{\Delta P}{\Delta V}$.

Recorrendo-se à Figura 4-15, que retrata a curva característica $P \times V$ e a curva da derivada da potência em relação à tensão $\frac{dP}{dV} \times V$ percebe-se que há duas regiões bem definidas: a direita do *MPP* (região com derivada negativa) e, a esquerda do *MPP* (região

com derivado positiva).

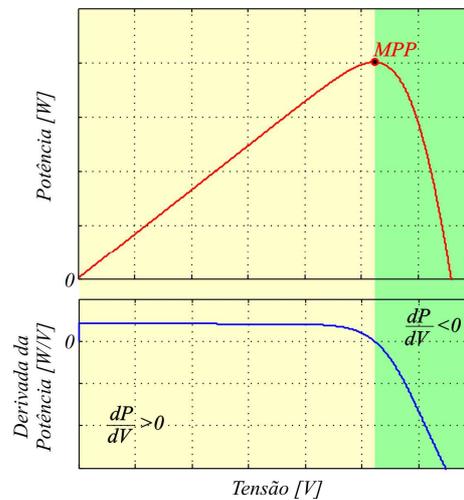


Figura 4-15: Curva da potência e derivada da potência em relação à tensão para um módulo fotovoltaico qualquer.

Evidentemente, a informação da posição do ponto de operação do módulo (à esquerda ou à direita do *MPP*) é importantíssima: quando $\frac{dP}{dV} > 0$, o módulo fotovoltaico está atuando aquém da tensão para qual ocorre a máxima potência V_{mp} , desta forma, o *MPPT* deve atuar diminuindo a razão cíclica D do conversor de forma a elevar a tensão de saída do módulo fotovoltaico $V_{módulo}$ (não esquecendo que a diminuição de D acarreta na diminuição do ângulo de inclinação da curva de carga, deslocando o ponto de intersecção com a curva de geração para a direita).

Por outro lado, quando $\frac{dP}{dV} < 0$, o ponto de operação fica especificado além do *MPP*, desta forma, o *MPPT* deve elevar a razão cíclica, deslocando o ponto de operação para a esquerda. A atuação do *MPPT* deve sempre buscar o ponto em que $\frac{dP}{dV} = 0$, já que desta forma, garante-se que o ponto de operação do módulo e o *MPP* são coincidentes.

Para obter velocidade de rastreamento e evitar as oscilações em regime permanente, pode-se utilizar a própria curva da derivada da potência em relação à tensão (devidamente escalonada), como passo ΔD . Isso é possível por que a referida curva apresenta comportamento singular, ou seja, quando o ponto de operação está distante do *MPP*, a derivada apresenta valor elevado, que diminui gradativamente conforme o ponto de



operação caminha para o de máxima potência, e se torna nula, exatamente no *MPP*.

Desta forma, o sinal da derivada determina a posição do ponto de operação do módulo em relação ao *MPP* (direita ou esquerda) enquanto seu módulo define o tamanho do incremento ou decremento a ser dado na razão cíclica, garantindo uma excelente resposta dinâmica (velocidade de rastreamento) e evitando as indesejáveis oscilações em regime permanente.

Obviamente, a realização digital do método exige grande esforço computacional, já que há necessidade de determinar a derivada da potência em relação à tensão. Internamente ao microcontrolador, os cálculos são facilitados quando realizados conforme segue:

$$P = V \cdot I \quad (4.40)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d}{dV} [V \cdot I] = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (4.41)$$

Em que I e V representam os estados atuais da tensão e corrente, e discretamente, de acordo com a convenção utilizada, podem ser representados por $I(n)$ e $V(n)$. Por outro lado, ΔI e ΔV representam a diferença entre o estado atual e anterior da tensão e corrente, ou seja:

$$\Delta I = I(n) - I(n-1) \quad (4.42)$$

$$\Delta V = V(n) - V(n-1)$$

Assim, finalmente, o cálculo da derivada da potência em relação à tensão pode ser expresso por:

$$\frac{dP}{dV} = I(n) + V(n) \cdot \left[\frac{I(n) - I(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \right] \quad (4.43)$$

Considerando a condição de máxima potência, em que $\frac{dP}{dV} = 0$, tem-se:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I(n)}{V(n)} = 0 \quad (4.44)$$

A equação (4.44) pode ser utilizada como condição que representa a operação do sistema no *MPP*.

Adicionalmente, o passo ΔD , conforme outrora mencionado, fica definido pela equação (4.45).

$$\Delta D = k_{inc} \cdot \left| \frac{dP}{dV} \right| \quad (4.45)$$

A constante k_{inc} pode ser determinada estipulando-se o máximo passo permitido ΔD_{max} , que ocorrerá nas mediações da tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico, já que neste ponto tem-se, em módulo, a máxima derivada $\left| \frac{dP}{dV} \right|_{max} = \left| \frac{dP}{dV} \right|_{V_{oca}}$. Assim:

$$k_{inc} = \frac{\Delta D_{max}}{\left| \frac{dP}{dV} \right|_{V=V_{oca}}} \quad (4.46)$$

O fluxograma para implementação do algoritmo para execução do método *CondInc* é apresentado na *Figura 4-16*, enquanto o código fonte segue no Apêndice D.

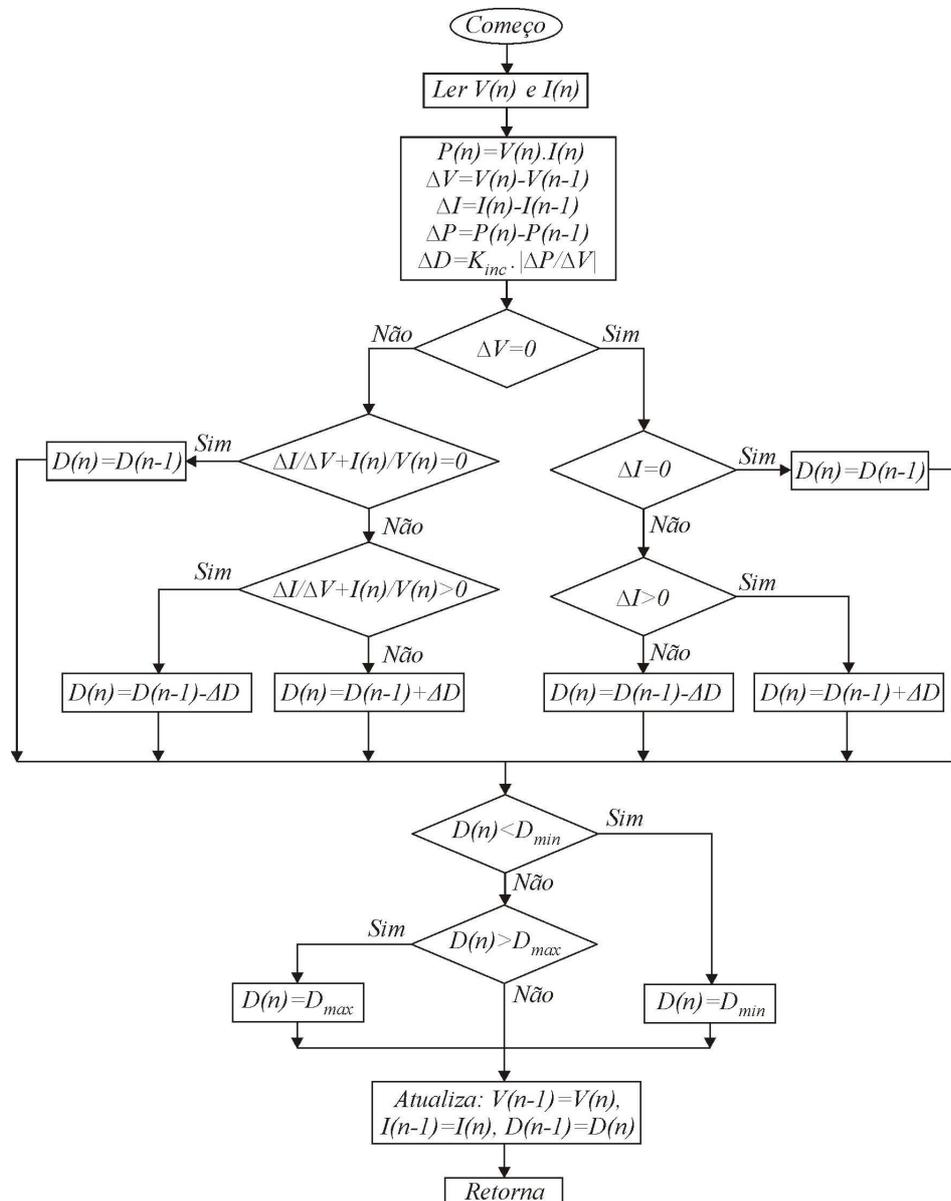


Figura 4-16: Fluxograma da técnica de rastreamento CondInc.



4.4 CONCLUSÃO

Perante o estudo apresentado, verificou-se que tão importante quanto a escolha adequada do conversor CC-CC utilizado para rastreamento da máxima potência, é a técnica empregada para detecção do *MPP*. Neste capítulo, três técnicas distintas foram abordadas, visando estabelecer as vantagens e desvantagens de uma em relação às outras.

Percebeu-se que o método da Tensão Constante pode ser entendido como uma técnica de pseudo-rastreamento, uma vez que não há busca efetiva do ponto de máxima potência, mas sim, o grampeamento da tensão de saída do módulo fotovoltaico nas proximidades deste ponto.

O método Perturba e Observa apresentou-se como uma alternativa mais eficaz de rastreamento, visto que o *MPP* é procurado constantemente. Contudo, observaram-se dois inconvenientes: o primeiro refere-se à escolha entre velocidade de rastreamento e oscilações em regime permanente e, a segunda, ao fato de o sistema não conseguir realizar o rastreamento sob mudanças abruptas de radiação, o que implica em redução da eficiência de conversão em dias parcialmente nublados.

A técnica da Condutância Incremental mostrou-se a mais eficiente entre as três, já que é capaz de detectar o ponto exato de ocorrência da máxima potência e a posição do ponto de operação em relação ao *MPP*. Ainda, esta técnica permite com que se obtenha alta velocidade de rastreamento e muito baixa oscilação em regime permanente.

Sumarizando, neste capítulo estudaram-se as técnicas para empregar o rastreamento de máxima potência sob a óptica dos programas desenvolvidos, ou seja, os *softwares*. Nos próximos capítulos serão estudados os circuitos capazes de operar comandados por tais programas, possibilitando o rastreamento, isto é, será dada ênfase ao *hardware* necessário para desenvolvimento de um *MPPT*.



CIRCUITOS AUXILIARES

5.1 INTRODUÇÃO

O projeto de um rastreador de máxima potência vai além da utilização de um conversor CC-CC e um microcontrolador para execução dos algoritmos de rastreamento, de forma que alguns dispositivos e circuitos auxiliares se fazem necessários, dos quais se citam: sensores, circuitos condicionadores de sinal, *hardware* do microcontrolador, circuito de comando e, por fim, capacitor de barramento C_{bar} , conforme representa a *Figura 5-1*.

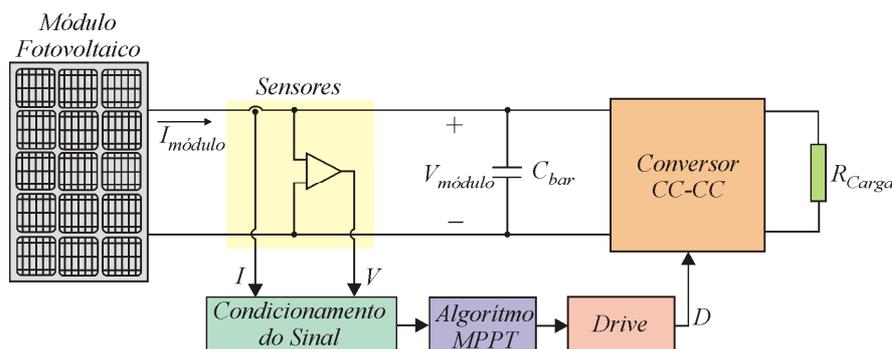


Figura 5-1: Conversor Buck e circuitos auxiliares.

Simplificadamente, a partir da leitura da tensão $V_{módulo}$ e corrente $I_{módulo}$ de saída do módulo fotovoltaico, via sensores, o circuito de condicionamento gerará os sinais V e I que serão aplicados ao microcontrolador para execução dos programas voltados à busca pelo *MPP*. A variável de saída dos referidos programas é a razão cíclica D que, por sua vez, será aplicada ao circuito de comando, possibilitando, posteriormente, o acionamento do interruptor (*MOSFET*) do conversor CC-CC.

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos necessários para determinação de cada um dos blocos supracitados, de maneira que, uma vez estabelecidos os circuitos auxiliares, seja possível projetar o conversor CC-CC e empregá-lo no rastreamento da máxima potência.

5.1.1 SENSOR DE CORRENTE E CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DA CORRENTE

Na *Figura 5-1*, a corrente I é uma amostra da corrente $I_{\text{módulo}}$, obtida mediante o emprego de um sensor de efeito *Hall* com saída em tensão. A escolha do sensor deve ser feita de forma que o máximo valor da corrente lida ($I_{\text{módulo}}$) não ultrapasse a corrente nominal especificada pelo fabricante. Em virtude de o sensor estar no caminho da corrente foto-gerada, a máxima corrente lida coincide com a de curto circuito do módulo fotovoltaico, ou seja, $8,21A$. Desta forma, adotou-se o sensor *Hall LTSR-15PN*, com as seguintes especificações:

Tabela 5-1: Especificações elétricas do sensor Hall LTSR-15PN.

Grandeza	Representação	Valor
Corrente nominal	$I_N [A]$	15A
Tensão de offset	$V_{\text{offset}} [V]$	2,5
Tensão de saída analógica	$V_{\text{Hall}} [V]$	$V_{\text{offset}} \pm 0,625 \cdot \frac{I_P}{I_N}$
Ganho	$G [V / A]$	$41,6 \cdot 10^{-3}$
Resistência interna do primário	$R_{\text{inP}} [\Omega]$	$0,18 \cdot 10^{-3}$
Indutância interna do primário	$L_{\text{inP}} [H]$	$13 \cdot 10^{-9}$
Tensão de alimentação	V_{CC}	5V

Na *Tabela 5-1*, I_P refere-se à corrente de entrada do sensor, sendo igual à corrente gerada pelo módulo fotovoltaico $I_{\text{módulo}}$. Esta igualdade permite que a tensão V_{Hall} , de saída do sensor, possa ser expressa de acordo com a equação (5.1).

$$V_{\text{Hall}} = 2,5 + 0,625 \cdot \frac{I_{\text{módulo}}}{15} \quad (5.1)$$

A equação mostra que a tensão V_{Hall} é constituída de duas parcelas: a primeira compõe-se de um valor médio $V_{\text{offset}} = 2,5V$, enquanto a segunda é proporcional à corrente gerada pelo módulo fotovoltaico, isto é: $0,625 \cdot \frac{I_{\text{módulo}}}{15}$.

Visando aplicações em que o nível médio não é desejado, o fabricante do sensor disponibiliza V_{offset} em um pino externo, de modo que possa ser subtraído da tensão V_{Hall} . Ainda, de acordo com o fabricante, existem alguns fatores que se manifestam como não idealidades, a saber: R_{in} e L_{in} , já que surgem no caminho da corrente a ser lida.

De posse das informações apresentadas, é possível modelar o sensor de corrente utilizado, visando tornar os resultados de simulação o mais próximo possível dos experimentais, conforme retrata a *Figura 5-2*.

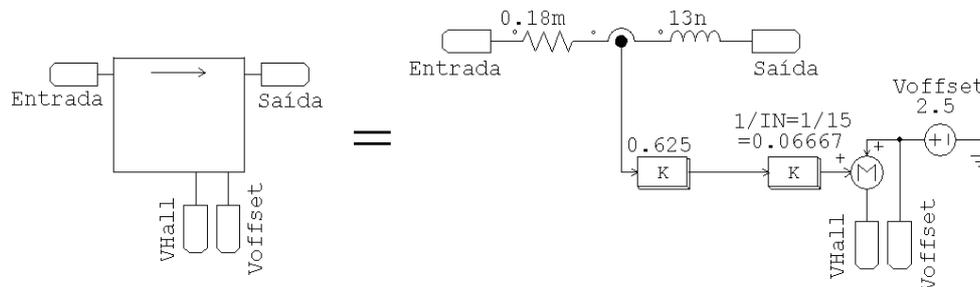


Figura 5-2: Modelo proposto para sensor Hall incluindo parâmetros não ideais.

Conjeturando comprovar a similaridade entre o modelo proposto e o componente real, alguns valores de corrente (entre $0A$ e $8,21A$) foram aplicados na entrada do sensor e verificados os níveis da tensão V_{Hall} de saída do mesmo. Este procedimento permitiu com que fossem comparados resultados de simulação e experimentais com a curva teórica fornecida pelo fabricante, conforme apresenta a *Figura 5-3*.

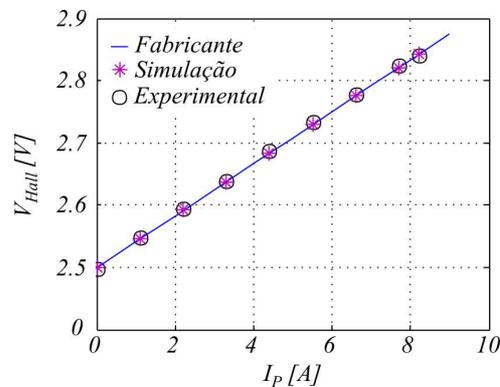


Figura 5-3: Comparação entre resultados de simulação e experimentais com a curva fornecida pelo fabricante.

A análise da *Figura 5-3* mostra excelente conformidade entre as três curvas apresentadas, ratificando o ensaio realizado e o modelo proposto à simulação. Contudo, nota-se que enquanto a corrente de entrada do sensor excursiona de seu valor mínimo $0A$ até seu valor máximo $8,21A$, sua tensão de saída estabelece-se em uma faixa muito restrita, variando entre $V_{Hallmin} = 2,5V$ e $V_{Hallmax} = 2,842V$. A proximidade entre os valores mínimo e máximo da tensão de saída do sensor não é interessante, já que nestas condições, a conversão analógica/digital (A/D) do microcontrolador que executará os algoritmos para

rastreamento de máxima potência, terá resolução reduzida.

A forma mais simples de aumentar a faixa de excursão de V_{Hall} é, primeiramente, subtrair-lhe V_{offset} , de modo que se obtenha $V_{Hallmin} = 0V$ e $V_{Hallmax} = 0,342V$. Sequencialmente, com a utilização de um ganho K_{IPIC} adequado, é possível estabelecer o limite superior de V_{Hall} em $4,9V$, maximizando a resolução do conversor A/D. A determinação numérica de K_{IPIC} é apresentada na equação (5.2).

$$K_{IPIC} = \frac{4,9}{0,342} = 14,33 \quad (5.2)$$

O circuito elétrico capaz de realizar simultaneamente ambas as funções (subtração da tensão V_{offset} e multiplicação pelo ganho K_{IPIC}) é obtido com a utilização de um único amplificador operacional, na configuração diferencial ou subtrator [41], conforme ilustra a *Figura 5-4*.

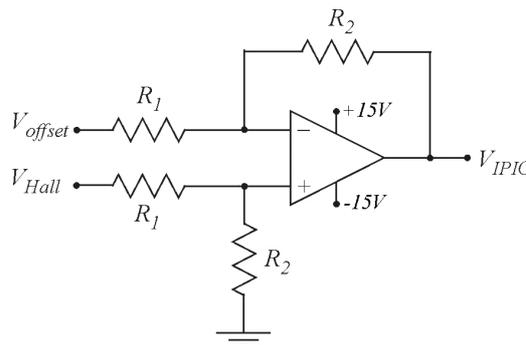


Figura 5-4: Circuito proposto para o condicionamento da corrente.

Realizando a análise matemática do circuito apresentado, estabelece-se a relação da equação (5.3).

$$V_{IPIC} = \frac{R_2}{R_1} (V_{Hall} - V_{offset}) \quad (5.3)$$

Na equação (5.3), V_{IPIC} representa o sinal a ser aplicado à entrada A/D do *PIC*. O termo $V_{Hall} - V_{offset}$ é responsável pela subtração da tensão de *offset*, enquanto a relação R_2 / R_1 determina o ganho K_{IPIC} . Assim, pode-se escrever:

$$K_{IPIC} = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.4)$$

Fazendo $R_1 = 27k\Omega$ e recuperando-se o resultado da equação (5.2), determina-se:

$$R_2 = R_1 \cdot K_{IPIC} = 27 \cdot 10^3 \cdot 14,32 = 386,84k\Omega \quad (5.5)$$

Em virtude de o valor encontrado para R_2 não ser comercial, será adotado, experimentalmente, $R_2 = 390k\Omega$. Recalculando o ganho, obtém-se $K_{IPIC} = 14,44$, que implica em uma tensão máxima aplicada à entrada A/D do PIC de $V_{IPIC} = 4,94V$.

Mais uma vez, para verificar se o circuito proposto executa adequadamente a função para o qual foi designado, tanto via simulação quanto experimentalmente, elaborou-se o protótipo cujo circuito é apresentado na *Figura 5-5*.

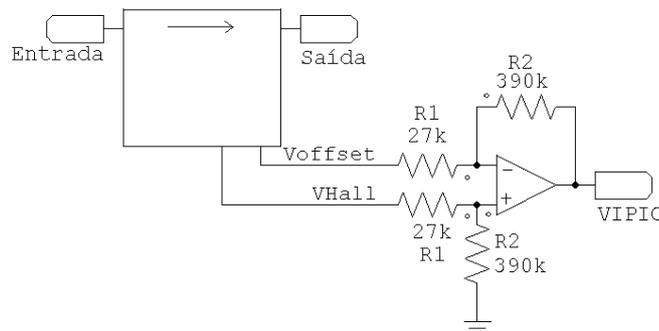


Figura 5-5: Leitura e condicionamento do sinal de corrente de saída do módulo fotovoltaico.

A partir dos resultados experimentais e de simulações, é possível realizar a comparação gráfica, tal como ilustra a *Figura 5-6*.

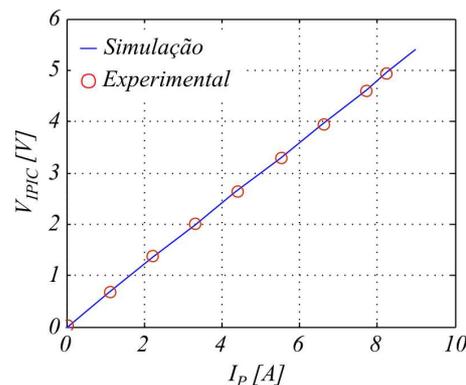


Figura 5-6: Comparação entre valores simulados e experimentais de V_{IPIC} .

Verifica-se que, agora, conforme a corrente I_p excursiona de $I_{pmin} = 0A$ até $I_{pmax} = 8,21A$, a tensão de saída do amplificador operacional vai de $V_{IPICmin} = 0V$ até $V_{IPICmax} = 4,94V$, conformando-se dentro de toda faixa permitida de excursão e fazendo com que o conversor A/D do PIC opere com resolução máxima.

Ainda, para impedir que o rastreamento de máxima potência seja sensível às variações em alta frequência que ocorrem na radiação solar, faz-se necessário utilizar um filtro passa-baixas com o objetivo de atenuar tais componentes de alta frequência. Com a filtragem, o sistema irá rastrear a radiação média, que apresenta dinâmica lenta, ignorando as variações rápidas, comumente causadas pela componente difusa da radiação.

A configuração do filtro utilizado segue apresentado na *Figura 5-7*.

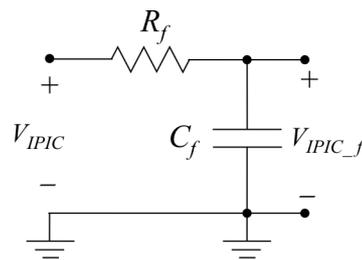


Figura 5-7: Filtro passa-baixas utilizado no circuito condicionador de corrente.

A equação que permite a determinação do Capacitor C_f , em função da frequência de corte f_c e do resistor R_f é apresentada na equação (5.6). Assim, adotando-se $f_c = 1\text{Hz}$ e $R_f = 330\text{k}\Omega$, tem-se:

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 330 \cdot 10^3} = 482,5\text{nF} \quad (5.6)$$

Experimentalmente, adotou-se $C_f = 470\text{nF}$, deste modo, a frequência de corte ficou estipulada em $f_c = 1,03\text{Hz}$, estabelecendo-se bem abaixo da frequência de amostragem $f_{MPPT} = 15\text{Hz}$, cuja justificativa de escolha será apresentada posteriormente.

Finalizando, ressalta-se que foi utilizado o amplificador operacional *LF411*. A alimentação desse circuito integrado (feita de forma simétrica em $\pm 15\text{V}$), bem como a do microcontrolador *PIC* (estipulada em 5V) e do sensor de corrente (também em 5V), será feita através de uma fonte auxiliar especialmente projetada e apresentada no Apêndice E.

5.1.2 SENSOR DE TENSÃO E CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DA TENSÃO

O circuito de leitura e condicionamento da tensão $V_{\text{módulo}}$ tem por objetivo obter uma amostra adequada da tensão de saída do módulo fotovoltaico para ser aplicada à entrada A/D do microcontrolador que executará os algoritmos do *MPPT*.

Em virtude de o nível máximo da tensão que o módulo pode gerar ser baixo ($V_{ca} = 32,9V$) e não haver necessidade do emprego de um sensor isolado, será utilizado, para a referida finalidade, um divisor resistivo associado a um amplificador operacional configurado como seguidor de tensão. A representação do circuito elétrico utilizado para leitura e condicionamento do sinal de tensão de saída do módulo fotovoltaico é apresentado na *Figura 5-8*.

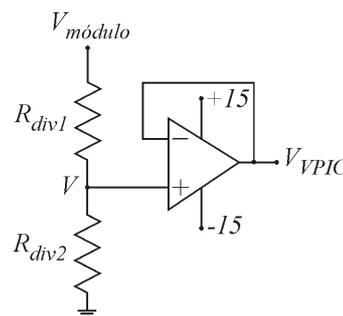


Figura 5-8: Circuito proposto para leitura e condicionamento da tensão.

A relação entre as tensões V e $V_{módulo}$ determinam o ganho K_{VPIC} , sendo facilmente determinada mediante o emprego da equação (5.7).

$$K_{VPIC} = \frac{V}{V_{módulo}} = \frac{R_{div2}}{R_{div1} + R_{div2}} \quad (5.7)$$

Para garantir, novamente, a máxima resolução, é necessário que quando $V_{módulo} = 32,9V$, a tensão aplicada à entrada A/D do PIC seja de aproximadamente $V_{VPIC} = 4,9V$. Assim, impondo-se $R_{div2} = 100k\Omega$ e sabendo-se que devido ao fato de o amplificador operacional estar configurado como seguidor de tensão, é válida a igualdade $V = V_{VPIC}$, obtendo-se:

$$K_{VPIC} = \frac{4,9}{32,9} = 0,149 \quad (5.8)$$

$$R_{div1} = R_{div2} \cdot \left(\frac{1 - K_{VPIC}}{K_{VPIC}} \right) = 571,4k\Omega \quad (5.9)$$

Na prática R_{div1} será obtido da associação em série de um resistor de $560k\Omega$ e um potenciômetro de $50k\Omega$, permitindo, deste modo, o ajuste fino da tensão V_{VPIC} .

No programa *PSIM*, o bloco responsável pela leitura e condicionamento da tensão é representado a *Figura 5-9*.

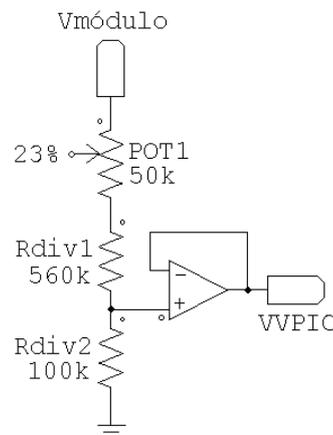


Figura 5-9: Circuito para leitura e condicionamento do sinal de tensão destinado à simulação no software PSIM.

Novamente, na saída do circuito de condicionamento da tensão é utilizado um filtro passa-baixas com o mesmo propósito anteriormente apresentado; contudo, neste caso, o sinal de entrada do filtro será V_{VPIC} , enquanto a saída, sem elevado conteúdo harmônico de alta frequência, será representada por V_{VPIC_f} , conforme a Figura 5-10.

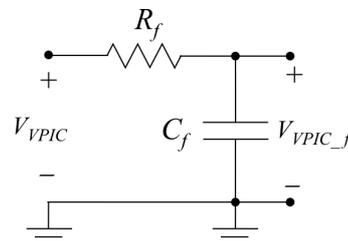


Figura 5-10: Filtro passa-baixas utilizado na saída do circuito condicionador de tensão.

Os valores dos parâmetros R_f e C_f permanecerão os mesmos anteriormente apresentados, já que se intenta manter a mesma frequência de corte. O amplificador operacional utilizado como seguidor de tensão será o *LF411*.

5.1.3 HARDWARE EXTERNO PARA ACIONAMENTO DO MICROCONTROLADOR PIC

O microcontrolador *PIC18F1320* será empregado com intuito principal de executar os algoritmos para rastreamento de máxima potência; todavia, também será utilizado de forma que os valores de tensão $V_{módulo}$ e corrente $I_{módulo}$ sejam apresentados em um *Display* de Cristal Líquido (*LCD – Liquid Crystal Display – MGD1602B*). A

representação completa do microcontrolador, *LCD* e demais componentes necessários ao funcionamento, é apresentada na *Figura 5-11*.

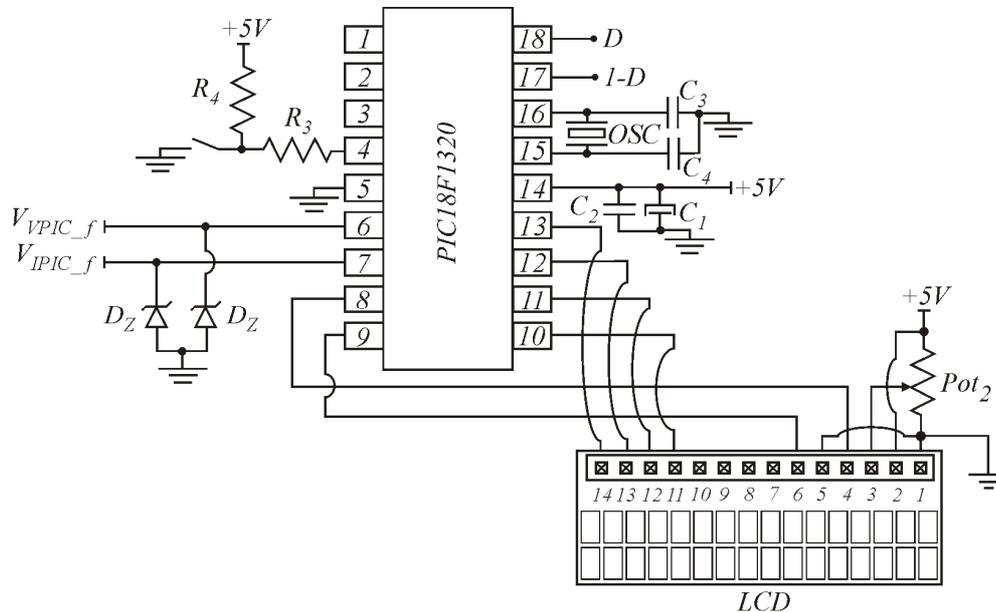


Figura 5-11: Microcontrolador PIC e componentes externos.

Na *Figura 5-11*, os diodos D_z são diodos zener empregados com o objetivo de proteger as portas de entrada A/D do PIC, não permitindo que seja ultrapassada a tensão máxima de $V_z = 5,1V$. Os capacitores $C_1 = 100nF$ e $C_2 = 10\mu F / 10V$ são utilizados visando manter a tensão de alimentação constante e evitar possíveis reinicializações do microcontrolador. Os resistores ligados ao pino 4 (*master clear*) são recomendados pelo fabricante: $R_3 \geq 1k\Omega$ e $R_4 < 40k\Omega$. Os valores adotados ficaram estipulados em $R_3 = 1k\Omega$ e $R_4 = 39k\Omega$. O interruptor S_{PB} , representa um *push botton* utilizado para reiniciar o microcontrolador. Ainda, o cristal denominado por *OSC* determinada a frequência de oscilação externa, sendo especificado em $OSC = 20MHz$ juntamente com os capacitores $C_3 = C_4 = 15pF$, cujos valores são sugeridos no catálogo da fabricante. Por fim, o potenciômetro $POT_2 = 10k\Omega$ é utilizado para ajustar a intensidade do *LCD*.

No programa *PSIM*, torna-se inviável simular a estrutura apresentada na *Figura 5-11*, porém, utilizando um bloco *DLL*, pode-se pelo menos emular o algoritmo para execução do *MPPT*. A estrutura desenvolvida no *software* com este propósito é apresentada na *Figura 5-12*.

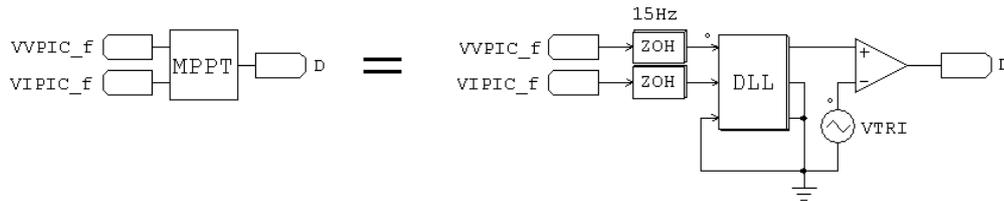


Figura 5-12: Circuito proposto para simulação do microcontrolador.

5.1.4 CIRCUITO DE COMANDO

Até o momento, com os circuitos apresentados, é possível realizar a leitura da tensão e corrente do módulo fotovoltaico, condicioná-los e, posteriormente, aplicá-los nas portas A/D do *PIC*, para que, executando os algoritmos do *MPPT*, seja calculada a razão cíclica D . Teoricamente, este procedimento garantiria toda a operação, permitindo controlar o interruptor do conversor CC-CC na busca pelo *MPP*. Contudo, devido ao fato de as saídas analógicas do microcontrolador não estarem aptas a suprirem a potência necessária para disparo dos interruptores *MOSFETS*, é necessário o emprego de um circuito de comando.

Neste trabalho, o circuito de comando utilizado é bastante difundido [42] e [43] e segue apresentado na *Figura 5-13*.

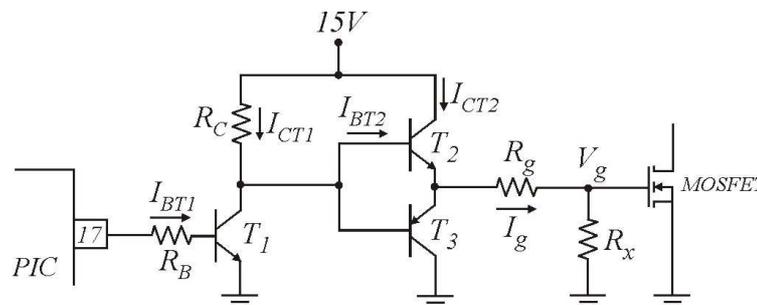


Figura 5-13: Circuito de comando do MOSFET.

É importante ressaltar que a configuração formada por T_1 , R_B e R_C é inversora, isto é, o sinal que aparece na base de T_2 e T_3 é sempre complementar ao aplicado na base de T_1 . Portanto, para garantir que seja aplicada a razão cíclica D ao *MOSFET*, o sinal de entrada da base T_1 deve ser seu complementar, ou seja, $1 - D$ (pino 17 do *PIC*).

A determinação dos resistores R_x e R_g , bem como da corrente I_g , será feita de acordo com os procedimentos apresentados em [42] e [43], que exige, de antemão, o

conhecimento de algumas características do interruptor MOSFET (*IRFP064*) que será empregado no conversor CC-CC e especificado detalhadamente apenas nos capítulos posteriores.

De acordo com as especificações (*data sheet*) do referido interruptor, tem-se: $C_{iss} = 7400\text{ pF}$ e $t_r = t_f = 190\text{ ns}$, assim:

$$I_g = C_{iss} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} = 7400 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{15}{250 \cdot 10^{-9}} = 444\text{ mA} \quad (5.10)$$

$$R_g = \frac{t_f}{2,2 \cdot C_{iss}} = \frac{190 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 7400 \cdot 10^{-12}} = 11,7\Omega \quad (5.11)$$

$$R_x = 10\text{ k}\Omega \quad (5.12)$$

Salienta-se que o valor comercial de R_g ficou estabelecido em $R_g = 12\Omega$.

A determinação dos resistores R_B e R_C exige o prévio conhecimento dos transistores T_1 , T_2 e T_3 . Utilizaram-se transistores *2N2222* para T_1 e T_2 (tipo *NPN*) e transistor *2N2907* para T_3 (tipo *PNP*).

Quando o transistor T_2 está conduzindo (e T_3 bloqueado), sua corrente de coletor I_{CT2} equipara-se à corrente I_g de disparo do *MOSFET*, ou seja, $I_{CT2} = 444\text{ mA}$. Levando o valor de I_{CT2} às curvas do fabricante do transistor *2N2222*, estipulam-se a corrente de base $I_{BT2} = 40\text{ mA}$ e a tensão entre coletor e emissor $V_{CET2} = 0,2\text{ V}$.

Ainda, é possível verificar que a corrente de base I_{BT2} do transistor T_2 equivale à corrente de coletor I_{CT1} do transistor T_1 , ou seja: $I_{CT1} = 40\text{ mA}$. Mais uma vez, recorrendo ao catálogo do fabricante, tem-se: $I_{BT1} = 200\mu\text{ A}$ e $V_{CET1} = 1\text{ V}$.

As informações acima apresentadas são suficientes para o cálculo de R_B e R_C . Quando o transistor T_1 está conduzindo, a tensão aplicada em R_B será de 5 V (saída do *PIC*) e a corrente que circulará por este resistor será $I_{BT1} = 200\mu\text{ A}$, assim, considerando que a queda de tensão entre base e emissor V_{BET1} do transistor T_1 é $0,7\text{ V}$, pode-se escrever:

$$R_B = \frac{5 - 0,7}{200 \cdot 10^{-6}} = 21,5\text{ k}\Omega \quad (5.13)$$

Ainda, com T_1 em condução, o resistor R_C fica submetido a uma diferença de

potencial dada por $15 - V_{CE1}$, enquanto a corrente I_{CT1} circula pelo mesmo. Deste modo, determina-se:

$$R_C = \frac{15 - I}{40 \cdot 10^{-3}} = 350\Omega \quad (5.14)$$

Em virtude de os valores calculados não serem comerciais, adotam-se: $R_B = 22k\Omega$ e $R_C = 390\Omega$.

A determinação dos resistores e transistores define completamente o circuito de comando, porém, cabe neste ponto uma observação importante: no simulador *PSIM* não há necessidade do emprego do circuito para disparar o *MOSFET*, já que os componentes utilizados são idealizados. Desta forma, este bloco será omitido da simulação e o comando será feito diretamente da saída do bloco *DLL*. Portanto, para assegurar o funcionamento prático do circuito de comando, propõe-se a simulação utilizando o *software PSPICE*, que possibilita resultados muito precisos quando comparados aos obtidos experimentalmente. A seguir são apresentadas as principais formas de onda.

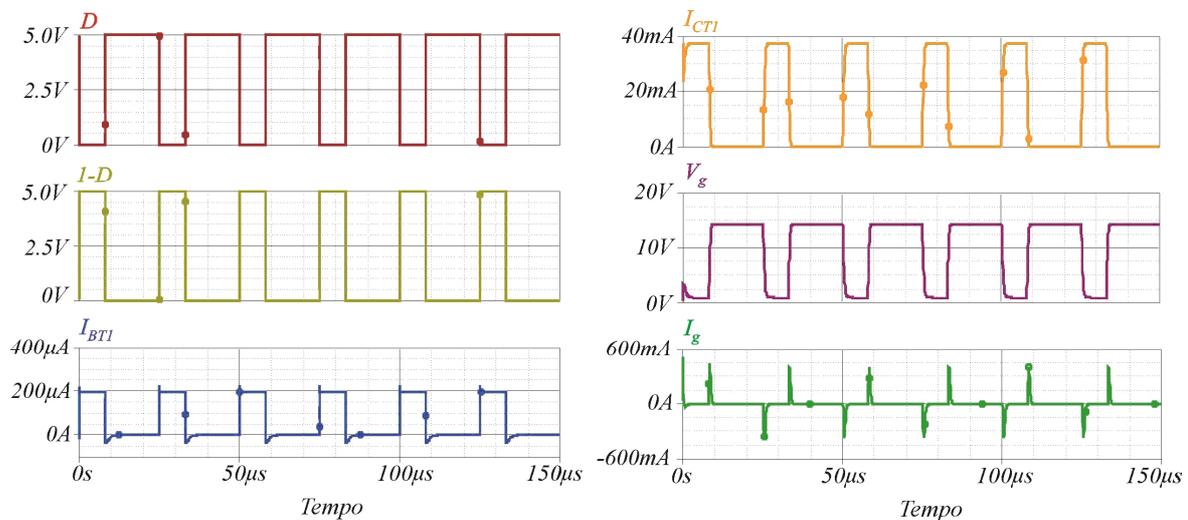


Figura 5-14: Principais formas de onda obtidas para ratificação do procedimento de projeto do circuito de comando (Simulador utilizado: *PSPICE*).

Percebe-se, mediante a comparação entre os sinais D e V_g na Figura 5-14, que ambos são semelhantes em forma, se distinguido apenas em amplitude, sendo V_g da ordem de $15V$, adequada ao comando do interruptor. Além disso, verifica-se que o circuito de comando consegue suprir o pico da corrente para carga do capacitor C_{iss} intrínseco do *MOSFET*, já que a corrente I_g alcança picos de aproximadamente $450mA$. Portanto, o

circuito proposto, tal como foi projetado, mostra-se adequado em nível de tensão e corrente para comandar o interruptor *IRFP064*.

5.1.5 DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR DE BARRAMENTO

O capacitor de barramento C_{bar} , colocado em paralelo ao módulo fotovoltaico, garante que este apresente comportamento de fonte de tensão, conforme ilustra a *Figura 5-15*.

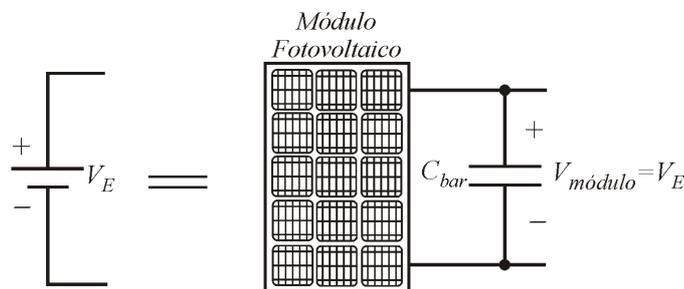


Figura 5-15: Representação do módulo fotovoltaico como fonte de tensão.

Esta configuração é usual, visto que na maior parte das aplicações o conjunto módulo fotovoltaico-capacitor gera um barramento de tensão constante que suprirá um conversor CC-CA, por exemplo.

Evidentemente, quanto maior a capacitância de C_{bar} , maior será a inércia da tensão de saída do módulo $V_{módulo}$, ou seja, mais próximo será o comportamento do módulo fotovoltaico de uma fonte de tensão. Todavia, nas aplicações envolvendo rastreamento de máxima potência, a tensão $V_{módulo}$ deve ser alterada juntamente com as condições climáticas e de carga, de modo que fique sempre estipulada no valor que garanta a operação do módulo no *MPP*. Deste modo, o pré-requisito para determinar o capacitor C_{bar} é a frequência que com será realizado o rastreamento, ou seja, f_{MPPT} .

Neste trabalho, a escolha da frequência f_{MPPT} de rastreamento foi feita empiricamente, ficando estabelecida em $f_{MPPT} = 15\text{Hz}$, o que equivale a atualização do *MPP* a cada intervalo de tempo Δt_{MPPT} , cujo valor numérico pode ser determinado a partir da equação (5.15).

$$\Delta t_{MPPT} = \frac{1}{f_{MPPT}} = \frac{1}{15} = 66,67ms \quad (5.15)$$

Desta forma, fica claro que, se a cada intervalo Δt_{MPPT} a tensão de saída do módulo fotovoltaico não estiver estabilizada (regime permanente), o *MPP* jamais será encontrado. Este fato limita a máxima capacitância a ser empregada no barramento, e cria a condição de escolha de C_{bar} , uma vez que este capacitor deve responder a variações de radiação e temperatura com relativa velocidade, estabilizando-se em um intervalo de tempo inferior a Δt_{MPPT} . Através de testes práticos e resultados de simulação, estabeleceu-se o capacitor de barramento com as seguintes especificações: $C_{bar} = 680\mu F / 50V$ e $RSE_{CBar} = 0,1\Omega$.

5.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os circuitos auxiliares necessários para o desenvolvimento prático do circuito rastreador de máxima potência, incluindo desde a leitura das grandezas de saída dos módulos fotovoltaicos até a geração dos pulsos de comando do interruptor do conversor CC-CC.

O funcionamento adequado dos circuitos auxiliares é fundamental ao correto rastreamento de máxima potência, uma vez que determina todos os ganhos relacionados às grandezas tensão e corrente, de forma que, se não forem devidamente ajustados, podem levar o sistema a operar fora do *MPP*.

Nos próximos capítulos, serão estudados os conversores Buck e Boost, ambos aplicados ao rastreamento da máxima potência.

CONVERSOR BUCK APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

6.1 INTRODUÇÃO

Toda teoria apresentada nos capítulos precedentes teve por objetivo introduzir os conceitos necessários ao rastreamento de máxima potência que somente é possibilitado, do modo como está sendo conduzido este trabalho, com a utilização de conversores CC-CC.

Neste capítulo será desenvolvido o projeto de um conversor Buck operando no modo de condução contínua (MCC), proposto para fazer a interface entre o módulo fotovoltaico e a carga, de maneira a possibilitar a operação no *MPP*.

Simplificadamente, o capítulo subdivide-se em quatro partes: na primeira é realizado o projeto dos elementos de potência, em que os capacitores, indutores, diodos e interruptores que compõem o conversor Buck serão dimensionados. A comprovação dos resultados em malha aberta é apresentada via simulação e comprovada experimentalmente; na segunda parte será estabelecida a região de operação do conversor Buck; na terceira, alguns resultados de simulação serão apresentados com objetivo de validar o modelo proposto e, por fim, na quarta parte, apresentar-se-á os resultados experimentais obtidos a partir da construção de um protótipo.

6.2 PROJETO DO CONVERSOR BUCK

O conversor Buck é um conversor CC-CC abaixador de tensão, ou seja, sempre sua tensão de saída V_{carga} é inferior à de entrada V_E , ou no limite teórico, igual. Não se objetiva, neste trabalho, dissertar a respeito do referido conversor e, sequer, otimizar o projeto do mesmo, visto que será utilizado apenas como meio para ratificar os conceitos envolvidos no rastreamento da máxima potência em sistemas fotovoltaicos. Ressalta-se, contudo, que a teoria concernente ao projeto conversor Buck pode ser explorada com maior profundidade em [31] e [39].

Devido ao fato de apresentar característica de fonte de tensão na entrada, a corrente drenada por um conversor Buck é naturalmente pulsada, implicando em alto conteúdo harmônico e em sobretensões destrutivas ao interruptor durante sua abertura, causadas devido às indutâncias parasitas. Para corrigir este problema, propõe-se a utilização de um filtro $L_E C_E$ de entrada [31]. Além disso, para que na carga R_{carga} haja uma tensão V_{carga} controlada e de baixa ondulação, é proposta a utilização de um filtro $L_O C_O$ de saída [31], culminado na representação da *Figura 6-1*.

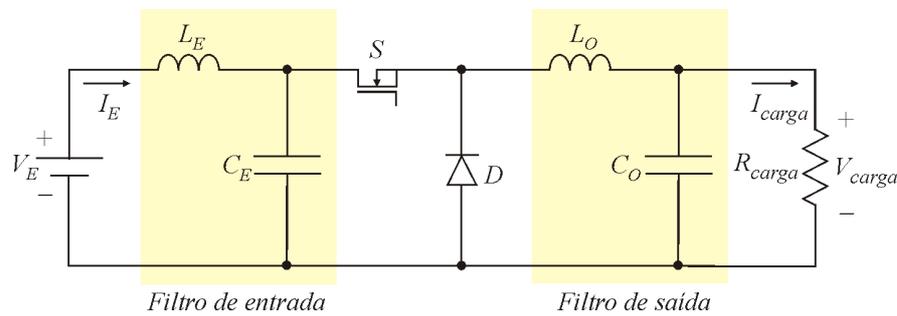


Figura 6-1: Conversor Buck com filtros de entrada e saída.

Evidentemente, quando um conversor CC-CC é aplicado ao rastreamento de máxima potência, o controle da razão cíclica D não é feito de modo a manter a tensão na carga constante, mas sim, a permitir a máxima transferência de potência para saída. Neste contexto, as variáveis de interesse, do ponto de vista do *MPPT*, são as de entrada: V_E e I_E , portanto, pode-se abrir mão de uma baixa ondulação de tensão na carga; em outras palavras, o capacitor do filtro de saída C_O pode ser suprimido, sem prejuízo ao rastreamento. Assim sendo, o circuito elétrico do conversor Buck pode ser reapresentado conforme a *Figura 6-2*.

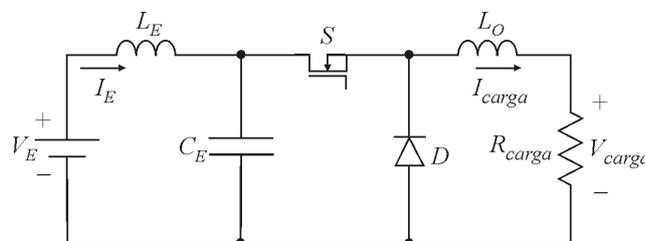


Figura 6-2: Conversor Buck sem capacitor de saída.

Para determinar os parâmetros do conversor (L_E , C_E , L_O e R_{carga}), é necessário especificar alguns parâmetros de projeto. Salienta-se que as especificações de entrada (V_E ,

I_E e P_E) são equivalentes aos respectivos valores referentes ao módulo fotovoltaico *KC200GT* operando nas condições de referência. As especificações de projeto são disponibilizadas na *Tabela 6-1*.

Tabela 6-1: Especificações para projeto do conversor Buck MCC.

Grandeza	Representação	Valor
Potência de entrada	$P_E [W]$	200
Tensão de entrada	$V_E [V]$	26,3
Corrente de entrada	$I_E [A]$	7,61
Tensão de saída	$V_{carga} [V]$	12
Rendimento	η	0,95
Frequência de comutação	$f_s [Hz]$	$40 \cdot 10^3$
Máxima ondulação da tensão de entrada	$\Delta V_{CEmax} [V]$	$0,1 \cdot V_E$
Máxima ondulação da corrente de entrada	$\Delta I_{LEmax} [A]$	$0,1 \cdot I_E$
Máxima ondulação da corrente de saída	$\Delta I_{LOmax} [A]$	$0,1 \cdot I_{carga}$

A determinação dos parâmetros pode ser feita conforme apresentado em [31].

- Determinação da razão cíclica de operação:

$$D = \frac{V_E}{V_{carga}} = \frac{12}{26,3} = 0,456 \quad (6.1)$$

- Determinação da potência média na carga:

$$P_{carga} = \eta \cdot P_E = 0,95 \cdot 200 = 190W \quad (6.2)$$

- Determinação da corrente média na carga:

$$I_{carga} = \frac{P_{carga}}{V_{carga}} = \frac{190}{12} = 15,83A \quad (6.3)$$

- Determinação da ondulação máxima da corrente de entrada:

$$\Delta I_{LEmax} = 0,1 \cdot I_E = 0,1 \cdot 7,61 = 0,761A \quad (6.4)$$

- Determinação da ondulação máxima da tensão de entrada:

$$\Delta V_{CEmax} = 0,1 \cdot V_E = 0,1 \cdot 26,3 = 2,63V \quad (6.5)$$

- Determinação da ondulação máxima da corrente de saída:

$$\Delta I_{LOmax} = 0,1 \cdot I_{carga} = 0,1 \cdot 15,83 = 1,58A \quad (6.6)$$

- Determinação da resistência de carga:

$$R_{carga} = \frac{V_{carga}}{I_{carga}} = \frac{12}{15,83} = 0,758\Omega \quad (6.7)$$

- Determinação do capacitor do filtro de entrada:

$$C_E = \frac{I_{carga}}{4 \cdot f_S \cdot \Delta VC_{E_{max}}} = \frac{15,83}{4 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 2,63} = 37,62 \mu F \quad (6.8)$$

- Determinação do indutor do filtro de entrada:

$$L_E = \frac{1}{31} \cdot \frac{I_{carga}}{f_S^2 \cdot C_E \cdot \Delta I_{LE_{max}}} = \frac{1}{31} \cdot \frac{15,83}{(40 \cdot 10^3)^2 \cdot 37,62 \cdot 10^{-6} \cdot 0,761} = 11,15 \mu H \quad (6.9)$$

- Determinação do indutor do filtro de saída:

$$L_O = \frac{V_E}{4 \cdot f_S \cdot \Delta I_{LO_{max}}} = \frac{26,3}{4 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 1,58} = 104 \mu F \quad (6.10)$$

Aqui, cabe acentuar que os valores calculados são ideais, principalmente no que se refere ao capacitor C_E , já que o cálculo apresentado considera somente a ondulação de tensão para determinação da capacitância. Salienta-se, contudo, que grandezas como corrente eficaz I_{CEf} e resistência série equivalente RSE devem ser consideradas para que, *a posteriori*, o modelo proposto à simulação coincida com o experimental. Ainda, a escolha de C_E foi feita mediante a utilização dos capacitores disponibilizados no laboratório, deste modo, dentre as possibilidades, optou-se por um capacitor eletrolítico de baixo perfil e reduzida RSE .

Embora as especificações do capacitor indicassem $C_E = 1000 \mu F / 250V$ e $I_{CEfmax} = 8A$, a realização de medições resultou nos seguintes valores: $C_E = 870 \mu F$ e $R_{C_E} = 80 m\Omega$.

Quanto aos indutores dos filtros de entrada L_E e saída L_O , os respectivos dimensionamentos físicos são apresentados no Apêndice F, de onde se obteve $L_E = 11,15 \mu H$, $R_{LE} = 73 m\Omega$, $L_O = 103,7 \mu H$ e $R_{LO} = 70 m\Omega$, em que R_{LE} e R_{LO} representam as resistências associadas aos enrolamentos.

Em relação à carga utilizada, houve razoável dificuldade em obtê-la na prática, visto a potência relativamente elevada e a baixa resistência associada, de maneira que a única solução foi associar resistores de fio até obter-se um valor de resistência próximo do procurado. O inconveniente da utilização de resistores de fio reside no fato de os mesmos apresentarem uma indutância L_{Rcarga} parasita. Assim, em termos de modelagem da carga, a mesma fica expressa por: $R_{carga} = 0,8 \Omega$ e $L_{Rcarga} = 7,12 \mu H$, sendo que tais parâmetros

foram obtidos via medição.

A partir das informações supracitadas e utilizando o *software PSIM*, foi realizado um primeiro conjunto de simulações, vislumbrando determinar os esforços nos semicondutores de potência e checar se o valor eficaz da corrente no capacitor do filtro de entrada I_{CEef} não ultrapassaria o valor máximo. O circuito elétrico simulado segue apresentado na *Figura 6-3*, de onde se percebe que a posição do interruptor foi trocada em relação à *Figura 6-2*. Esta alteração não muda o funcionamento do conversor, apenas facilita a obtenção do circuito de comando do interruptor, que não necessita ser isolado.

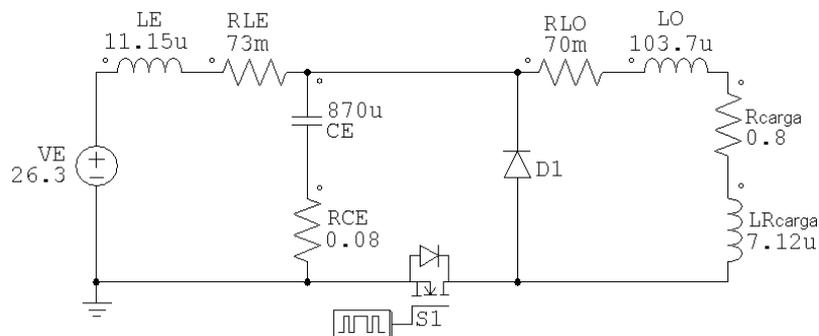


Figura 6-3: Circuito elétrico equivalente do conversor Buck considerando-se todos os parâmetros de perda associados aos elementos passivos.

Os resultados de simulação são retratados na *Figura 6-4*, *Figura 6-5* e *Figura 6-6*.

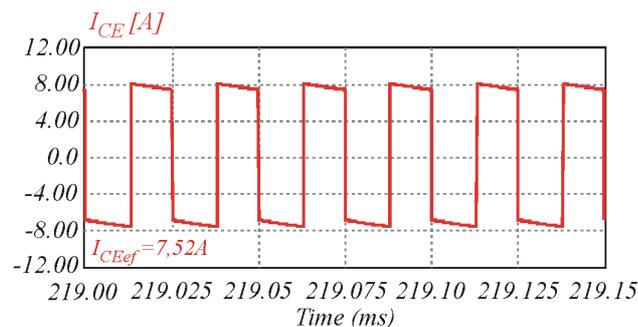


Figura 6-4: Corrente no capacitor C_E de entrada do conversor Buck.

De acordo com a *Figura 6-4*, verifica-se que quando o conversor opera à potência nominal, a corrente eficaz que circula pelo capacitor do filtro de entrada fica estabelecida no patamar de $I_{CEefmax} = 7,52A$. Deste modo, o capacitor adotado, que suporta corrente eficaz máxima de $8A$, pode ser utilizado sem ser danificado.

A escolha do diodo D_1 pode ser feita com base nos resultados apresentados na *Figura 6-5*, que traz, simultaneamente, as formas de onda da tensão e corrente aplicadas a

este componente.

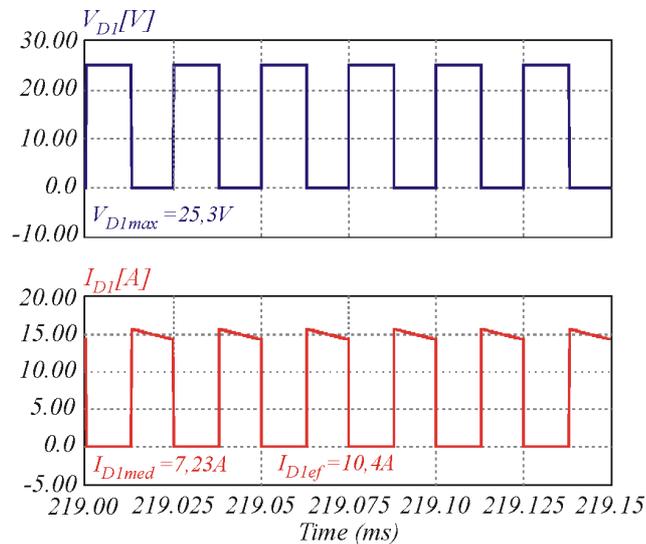


Figura 6-5: Tensão V_{D1} e Corrente I_{D1} no diodo D_1 .

O valor $V_{D1max} = 25,3V$ estabelece a tensão reversa aplicada ao diodo, enquanto I_{D1med} condiz à corrente média. Assim, foi selecionado o diodo ultra-rápido *MUR1510*, com as seguintes especificações: $V_R = 100V$ (tensão reversa máxima), $I_F = 15A$ (corrente média direta máxima) e $V_F = 1V$ (queda de tensão em condução).

Por fim, o interruptor S_1 torna-se o último componente a ser definido. Para seu correto dimensionamento, tomam-se os resultados de simulação, tal como conforma a *Figura 6-6*.

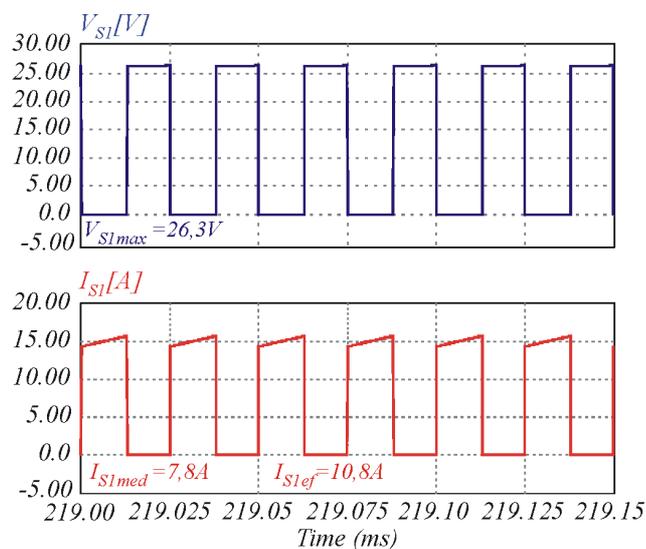


Figura 6-6: Tensão V_{S1} e Corrente I_{S1} no interruptor S_1 .

Da análise da *Figura 6-6*, verifica-se que o interruptor selecionado deve suportar uma tensão reversa mínima expressa por $V_{S1max} = 26,3V$, além de uma corrente média de $I_{S1med} = 7,8A$. De acordo com as informações apresentadas, optou-se pela utilização do interruptor *IRFP064*, com as seguintes especificações: $V_{DSS} = 60V$ (tensão reversa máxima), $I_D = 70A$ (corrente média máxima) e $R_{DSon} = 12,6m\Omega$ ⁹ (resistência em condução).

A partir da determinação de ambos, diodo D_1 e interruptor S_1 , é possível retomar o circuito elétrico apresentado na *Figura 6-3* e adicionar os parâmetros de perda intrínsecos aos semicondutores reais de potência, ou seja, queda de tensão V_F no diodo quando em condução e resistência térmica R_{DSon} do interruptor.

Para verificar se os resultados oriundos da simulação coincidem com os experimentais, foi montado um protótipo e, as principais formas de onda que ratificam o procedimento de projeto, foram adquiridas. Ressalta-se que como estes ensaios tiveram apenas o intuito de verificar o funcionamento adequado do conversor CC-CC, foram realizados consideram-se uma fonte de tensão contínua na entrada, conforme a *Figura 6-7*.

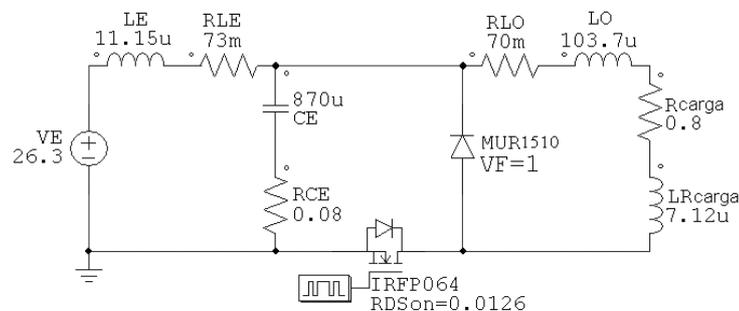


Figura 6-7: Conversor Buck proposto para simulação incluindo todos os parâmetros de perda.

A seguir, são apresentadas as formas de onda que validam o projeto do conversor Buck em malha aberta. As escalas foram ajustadas para que a comparação entre os resultados obtidos através de simulação e de medições experimentais possa ser feita visualmente.

⁹ Valor corrigido pelas curvas do fabricante para uma temperatura de operação de aproximadamente $100^\circ C$.

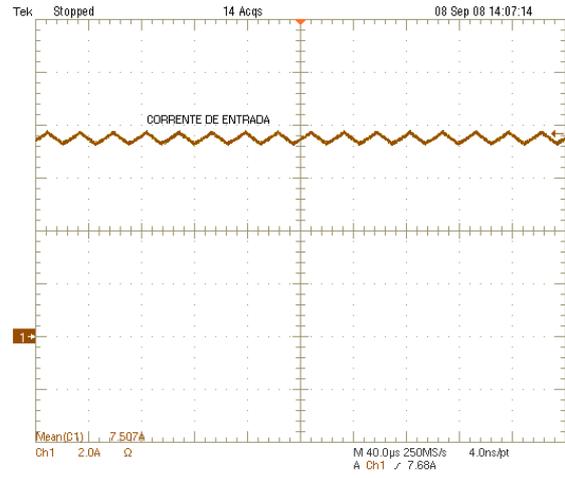
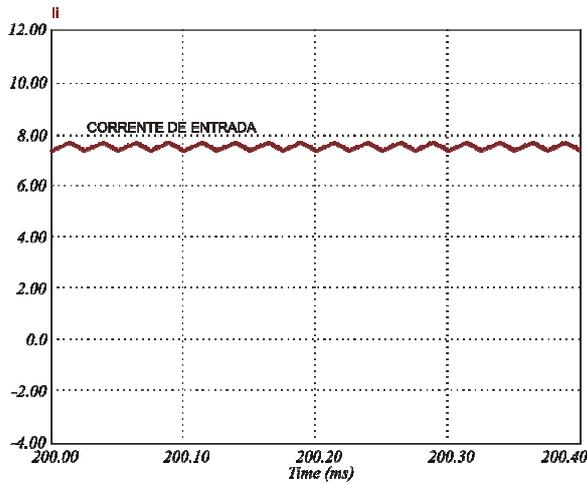


Figura 6-8: Corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

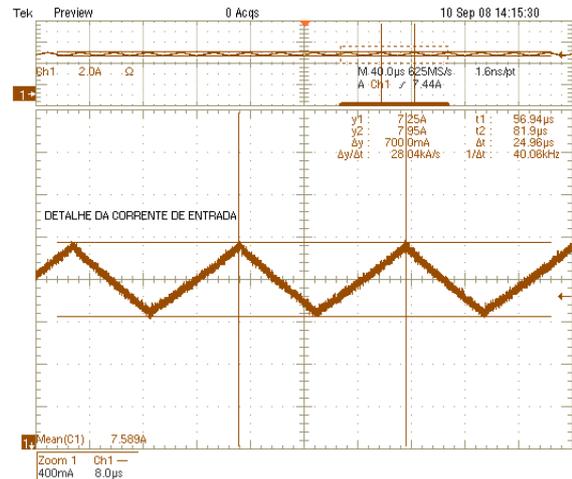
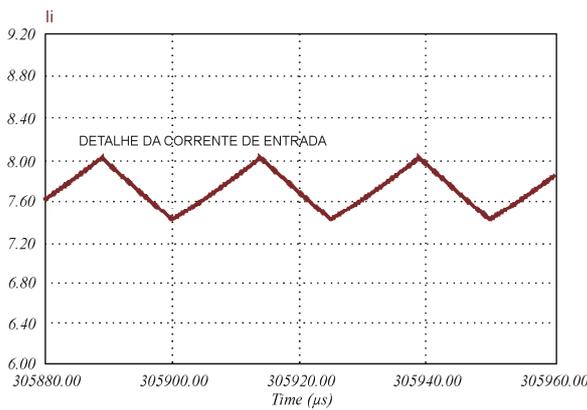


Figura 6-9: Detalhe da corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

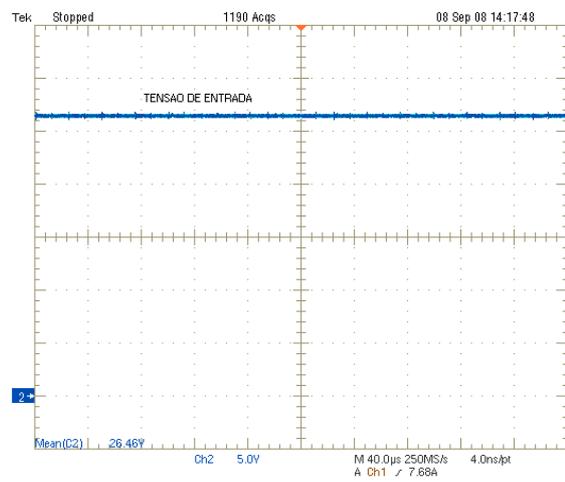
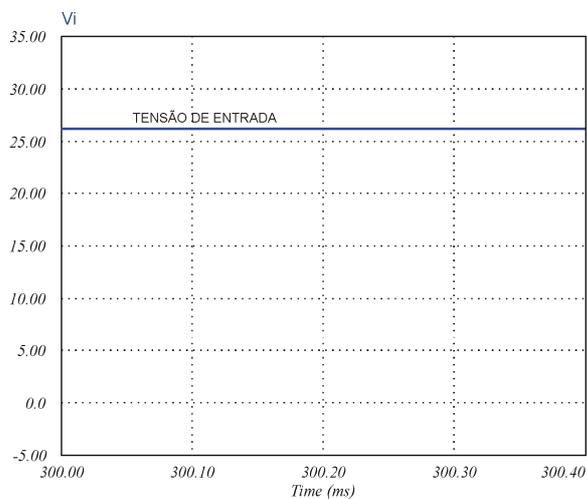


Figura 6-10: Tensão de entrada (V_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

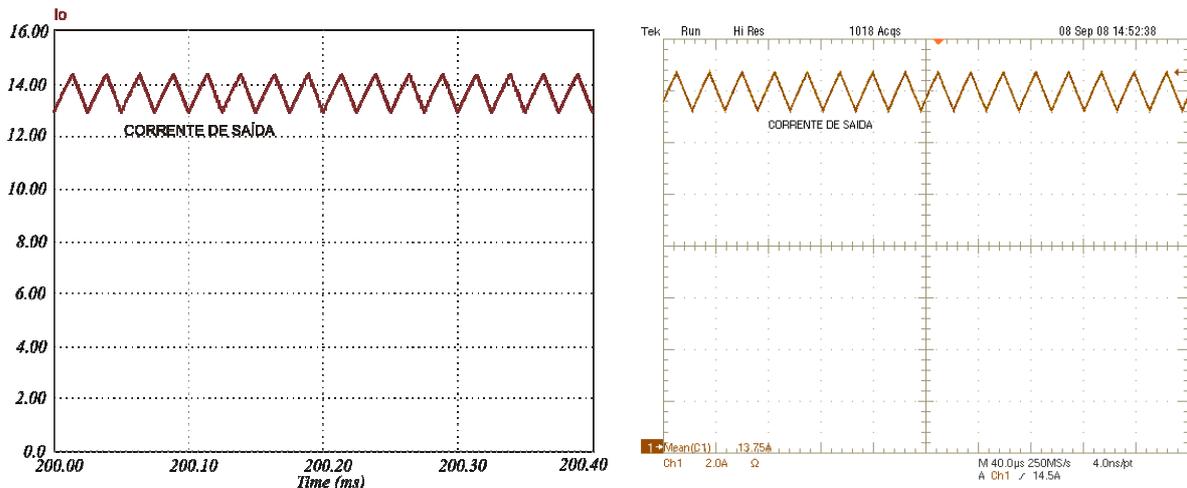


Figura 6-11: Corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

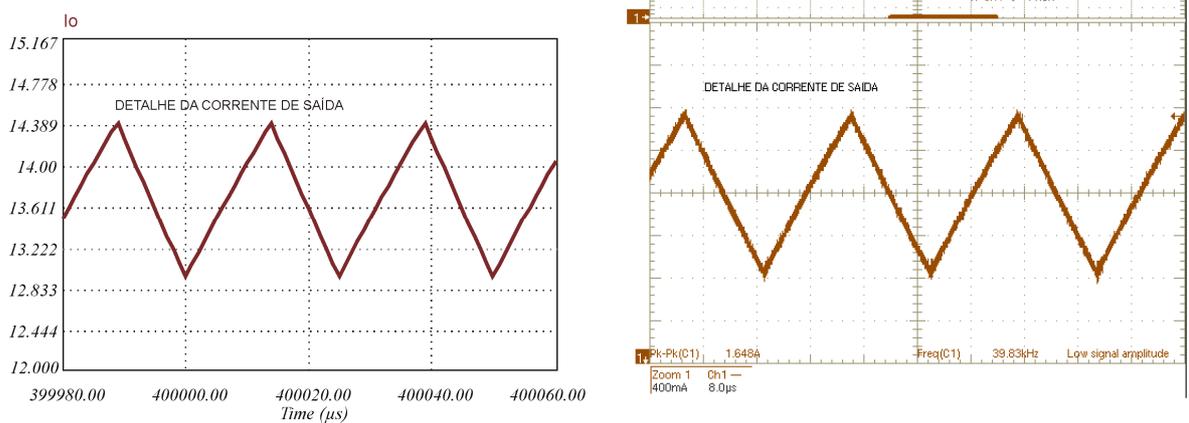


Figura 6-12: Detalhe da corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

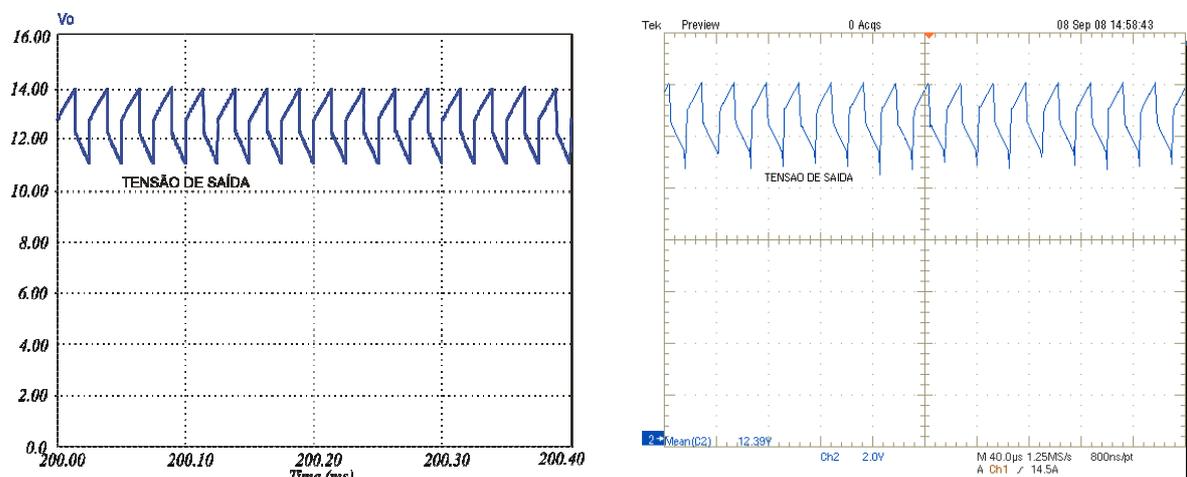


Figura 6-13: Tensão de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

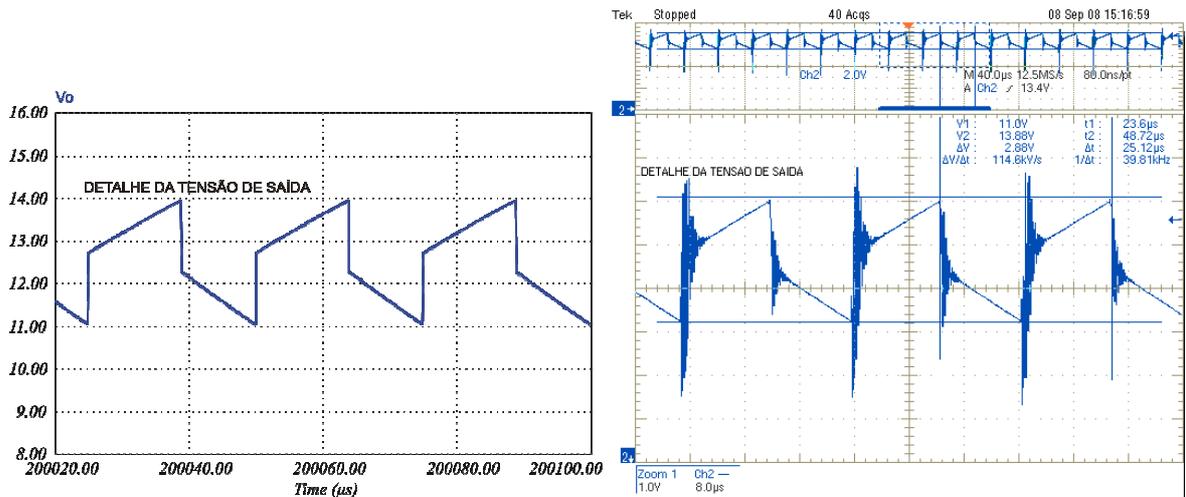


Figura 6-14: Detalhe da tensão de saída (V_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

A comparação entre resultados de simulação e experimentais mostra total conformidade. Este fato torna-se importante, uma vez que assegura que, do ponto de vista do conversor CC-CC empregado, há tendência de sucesso no rastreamento de máxima potência.

6.3 DETERMINAÇÃO DA REGIÃO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BUCK

Neste item, aplicar-se-á a teoria desenvolvida nos capítulos anteriores vislumbrando definir a faixa de excursão de radiação e temperatura para a qual o conversor Buck consegue estabelecer o *MPP*.

Para verificar as regiões de operação e proibida referente ao conversor Buck, parte-se das curvas de geração e de carga. Recapitulando a equação (4.10), tem-se:

$$\theta_{Rei}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{D^2}{R_{carga}}\right) \quad (6.11)$$

Assim, tomando-se os valores de $R_{carga} = 0,8\Omega$ e $D = 0,456$, obtém-se:

$$\theta_{Rei}(0,456, 0,8) = \text{atan}\left(\frac{0,456^2}{0,8}\right) = 14,57^\circ \quad (6.12)$$

Ainda, analisando os casos extremos, tem-se:

$$\theta_{Rei}(0, 0,8) = \text{atan}\left(\frac{0^2}{0,8}\right) = 0^\circ \quad (6.13)$$

$$\theta_{Rei}(1, 0,8) = \text{atan}\left(\frac{I^2}{0,8}\right) = 51,34^\circ \quad (6.14)$$

Graficamente, a representação das curvas de carga simultaneamente com as de geração pode ser verificada na *Figura 6-15*.

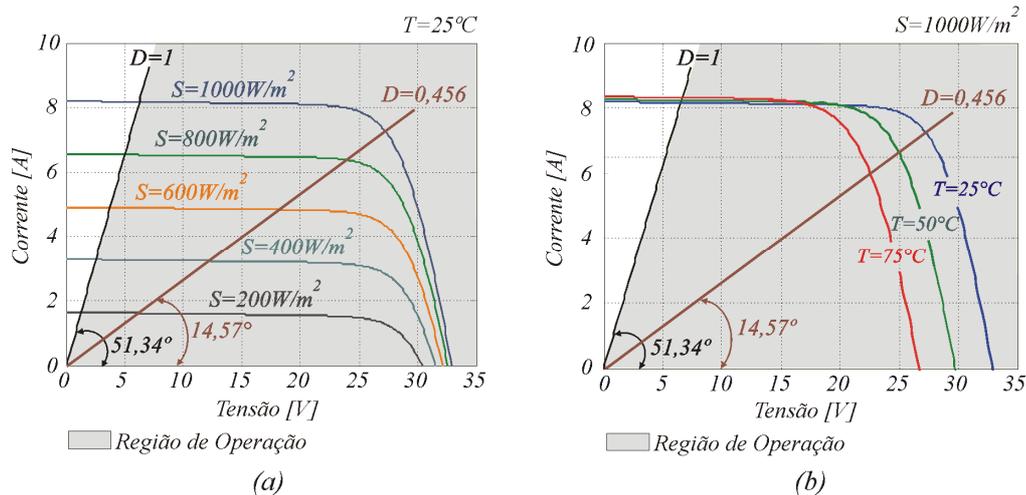


Figura 6-15: Determinação da faixa de operação do conversor Buck para os parâmetros de projeto.

Verifica-se que mesmo com uma ampla variação da radiação e da temperatura, conforme ilustra a *Figura 6-15 (a) e (b)* respectivamente, o ponto de máxima transferência de potência sempre se estabelece dentro da região de operação do conversor, assim, conclui-se que o *MPP* será sempre encontrado.

Um detalhe importante refere-se ao fato de que na prática a razão cíclica D jamais alcança os limites teóricos, visto que apesar de muito pequenos, os tempos associados à comutação são relevantes, principalmente quando a frequência de comutação é elevada. Assim se, por exemplo, a razão cíclica ficar confinada no intervalo $0,15 \leq D \leq 0,85$ (esta condição é plausível) os limites do ângulo $\theta_{Rei}(D, R_{carga})$ ficam estabelecidos em $0,9^\circ \leq \theta_{Rei}(D, R_{carga}) \leq 42,1^\circ$, ou seja, os limites práticos de D restringem ainda mais a região de operação.

6.4 SIMULAÇÕES

As simulações que serão apresentadas em seguida têm por objetivo comprovar toda teoria estudada, antes que qualquer desenvolvimento prático seja realizado. Será verificado

o comportamento do conversor Buck sob as três técnicas de rastreamento apresentadas no capítulo 4, a saber: método da Tensão Constante, *P&O* e *CondInc*. A certificação de que o rastreamento está ocorrendo, será feita tomando como base os resultados de simulação do modelo do módulo fotovoltaico. Nas simulações, as perturbações, tanto na radiação quanto na temperatura, serão aplicadas mediante o uso de degraus. Embora esta não seja a forma como as variações ocorrem na prática, uma resposta adequada do sistema a este tipo de perturbação garante, também, seu funcionamento sob perturbações mais lentas, como rampas, por exemplo.

Na *Figura 6-16*, é apresentado o circuito completo que permite a operação do conversor Buck como rastreador de máxima potência.

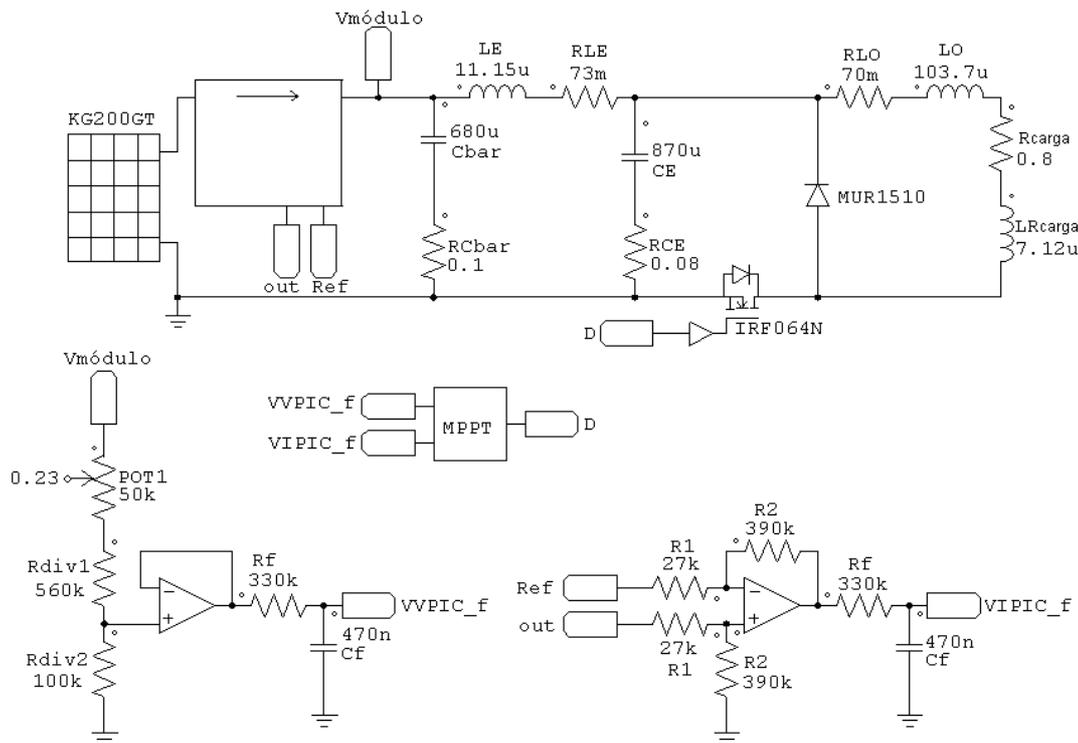


Figura 6-16: Circuito completo a ser simulado.

6.4.1 MÉTODO SIMULADO: TENSÃO CONSTANTE

No método da Tensão Constante, a tensão de saída do módulo fotovoltaico $V_{\text{módulo}}$ é mantida constante, independentemente das condições climáticas e de carga. Os resultados de simulação condizentes à tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ são apresentados a seguir, para distintas condições de radiação S e temperatura T .

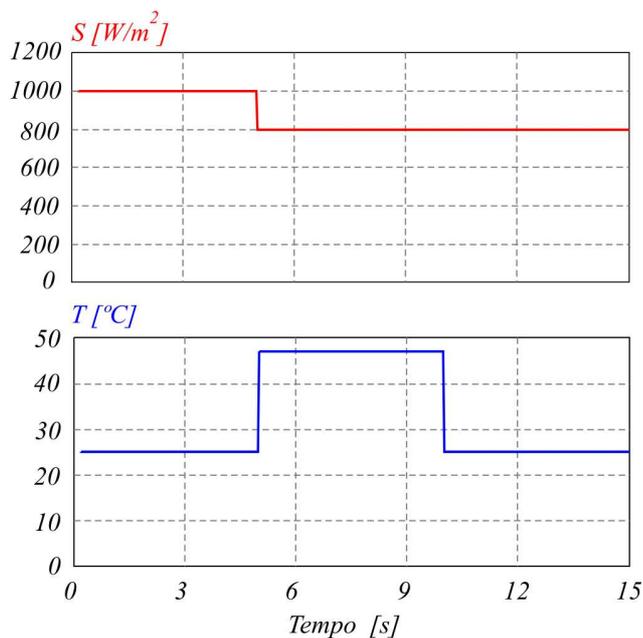


Figura 6-17: Comportamento da radiação S e temperatura T no decorrer das simulações.

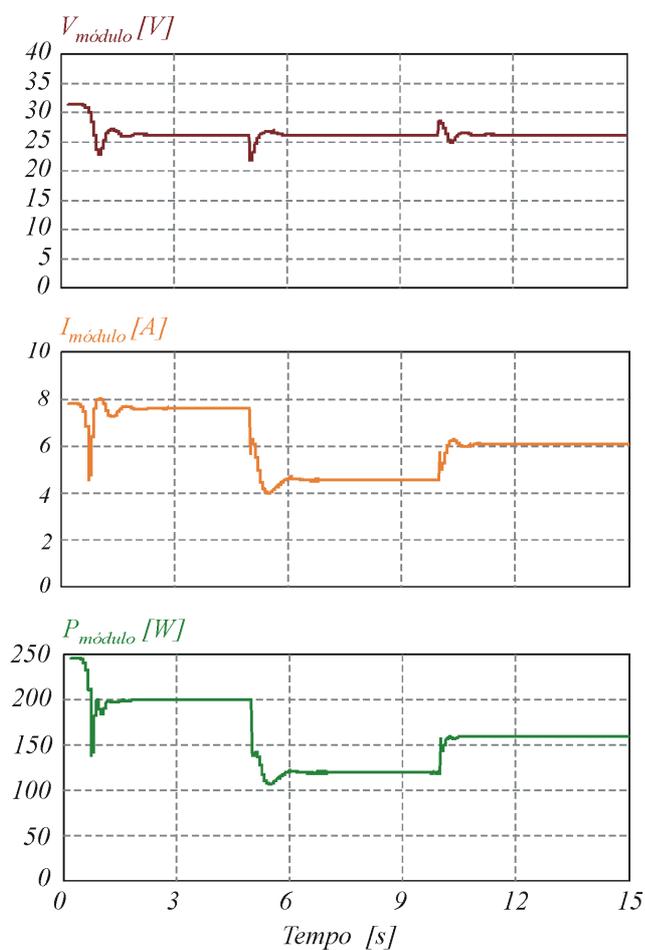


Figura 6-18: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com a utilização da técnica da tensão constante.

A análise conjunta da *Figura 6-17* e *Figura 6-18*, permite concluir a respeito do emprego do método da Tensão Constante no rastreamento de máxima potência, conforme resume a *Tabela 6-2*.

Tabela 6-2: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica da Tensão Constante aplicada ao conversor Buck através de simulação.

Grandeza	MPP	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0,0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	26,3	3,1	13,3%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	4,55	1,58	25,8%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	119,8	22,4	15,7%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,2	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,10	0,03	0,5%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	159,8	0,8	0,5%

Antes que qualquer interpretação a respeito dos resultados da *Tabela 6-2* seja feita, é importante lembrar que a tensão de grampeamento foi estipulada nas condições de referência, ou seja, $V_{\text{gramp}} = V_{\text{mp}}^{\text{ref}} = 26,3\text{V}$. Este fato, por si só, explica o erro nulo encontrado entre o ponto de operação do sistema e o ponto de máxima potência, quando $S = 1000\text{W}/\text{m}^2$ e $T = 25^{\circ}\text{C}$, já que nessas condições, a tensão de grampeamento é a mesma que leva o módulo a operar no *MPP*.

Pela análise das simulações, verifica-se que quando há a perturbação (no instante de tempo de 5s), a radiação e a temperatura passam, respectivamente, aos patamares de $S = 800\text{W}/\text{m}^2$ e $T = 47^{\circ}\text{C}$, havendo uma redução significativa da potência gerada, já que, além da diminuição natural da potência devido à queda da radiação, a elevação da temperatura faz com que a tensão de grampeamento não coincida mais com a de máxima potência. Em outras palavras, a elevação da temperatura desloca o ponto de máxima potência para esquerda, levando a tensão de máxima potência ao valor de $V_{\text{mp}} = 23,2\text{V}$.

Logo, em virtude de a tensão nos terminais do módulo estar sendo grampeada, o ponto de operação não acompanha o deslocamento, causando a redução da potência gerada em aproximadamente 16%.

Quando a temperatura de operação retorna para $T = 25^{\circ}C$ (no instante de tempo de $10s$), mesmo com a radiação se mantendo em $S = 800W / m^2$, verifica-se novamente o casamento entre a tensão de operação e de máxima potência, de forma que o módulo volta a atuar nas proximidades do *MPP* (com erro em torno de 0,5%).

Por fim, as simulações corroboraram a teoria apresentada nos capítulos anteriores, ratificando o fato de que o método da Tensão Constante mostra-se eficaz somente nos casos em que a temperatura de operação não se afasta demasiadamente daquela que garante a máxima transferência de potência nas condições de referência.

6.4.2 MÉTODO SIMULADO: P&O

O método Perturba e Observa, ao contrário do anteriormente apresentado, terá que rastrear a máxima potência independentemente das condições climáticas.

Para que uma comparação possa ser feita, as perturbações na radiação e temperatura serão as mesmas apresentadas na *Figura 6-17*. Os resultados de simulação seguem apresentados nas *Figura 6-20*.

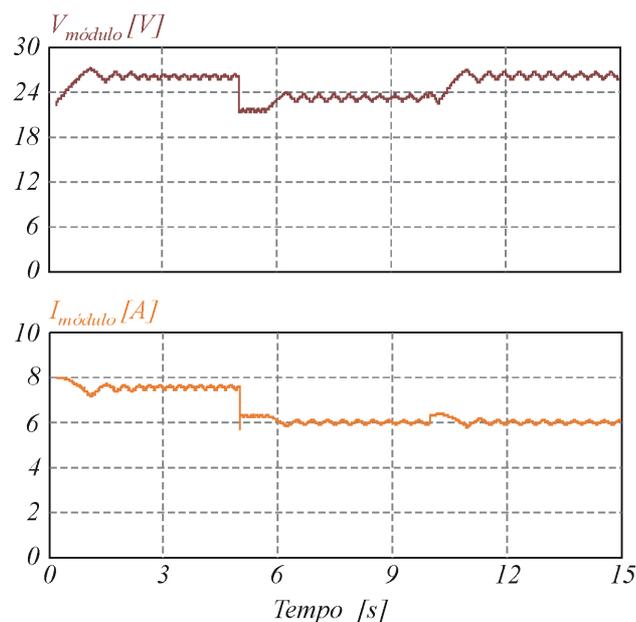


Figura 6-19: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica P&O.

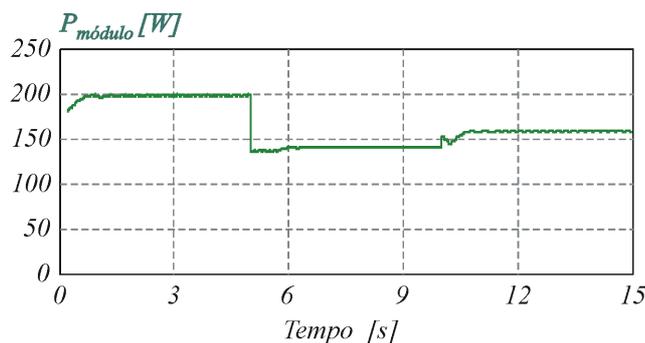


Figura 6-20: Potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica P&O.

Novamente, vislumbrando estabelecer uma análise quantitativa, propõe-se a Tabela 6-3, em que os resultados de simulação são apresentados juntamente aos de máxima potência para as condições de radiação e temperatura observadas.

Tabela 6-3: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica P&O aplicada ao conversor Buck através de simulação.

Grandeza	MPP	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	23,2	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,10	0,03	0,5%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	141,9	0,03	0,2%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,3	0,1	0,4%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,10	0,03	0,5%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	159,8	0,8	0,5%

Conforme pode ser verificado na Tabela 6-3, há total conformidade entre os valores de tensão, corrente e potência nos pontos de operação e máxima potência. Deve-se salientar, que foi tomado o valor médio das grandezas no ponto de operação, uma vez que, conforme explanado nos capítulos anteriores, o método P&O apresenta o inconveniente de manter oscilações na tensão e corrente de saída do módulo, ainda que em regime

permanente.

Para tornar mais visíveis estas oscilações, ampliou-se a região em torno do ponto médio na *Figura 6-19*, de forma a se obter a *Figura 6-21*.

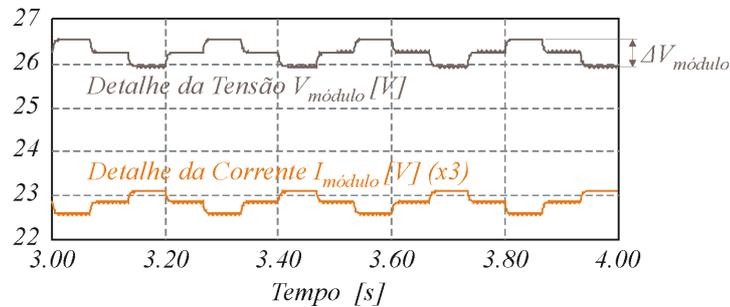


Figura 6-21: Detalhe da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico mediante o emprego da técnica P&O.

A partir da *Figura 6-21*, verifica-se que a ondulação de tensão fica estabelecida em aproximadamente $\Delta V_{\text{módulo}} = 0,6V$. Esta ondulação foi obtida impondo-se um passo $\Delta D = 0,006$.

Para evidenciar o efeito do passo ΔD na relação entre resposta dinâmica e em regime permanente, apresenta-se, na *Figura 6-22*, a comparação entre os resultados do rastreamento utilizando a técnica P&O com $\Delta D = 0,006$ (a) e $\Delta D = 0,01$ (b).

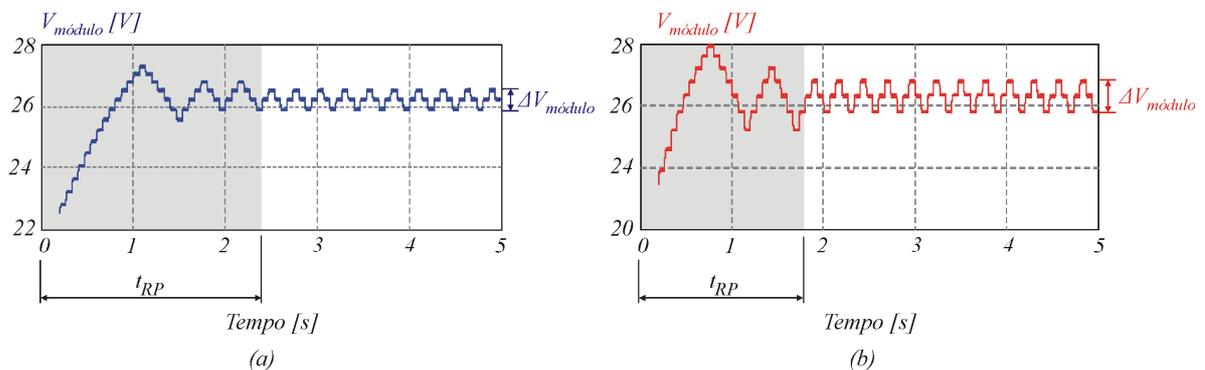


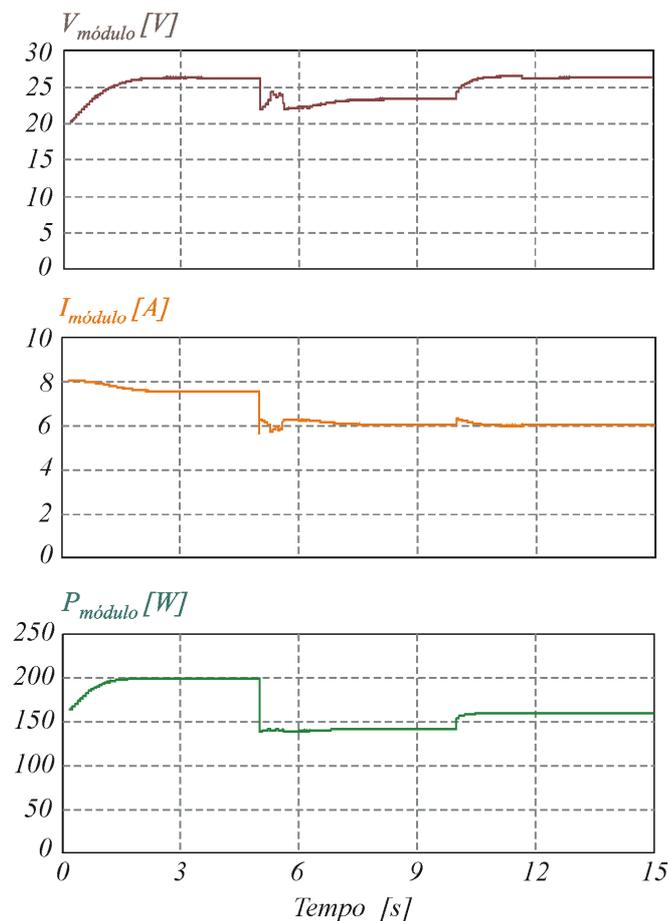
Figura 6-22: Comparação entre resposta do método P&O para distintos passos ΔD : (a) $\Delta D = 0,006$; (b) $\Delta D = 0,01$.

Comparativamente, na *Figura 6-22* (a), tem-se $\Delta D = 0,006$, $t_{RP} = 2,32s$ e $\Delta V_{\text{módulo}} = 0,6V$, enquanto na *Figura 6-22* (b) estabelecem-se $\Delta D = 0,01$, $t_{RP} = 1,79s$ e $\Delta V_{\text{módulo}} = 1V$. Deste modo, confirmam-se as teorias anteriormente apresentadas, isto é, o passo ΔD é diretamente proporcional à velocidade de rastreamento e às ondulações em regime permanente.

Ainda, mediante a análise da *Figura 6-21*, é possível perceber que a frequência de rastreamento se estabeleceu conforme os requisitos de projeto, ou seja, $f_{MPPT} = 15\text{Hz}$.

6.4.3 MÉTODO SIMULADO: CONDINC

O método da Condutância Incremental (*CondInc*), conforme outrora mencionado, tende aliar velocidade e precisão de rastreamento. As condições de radiação e temperatura utilizadas na simulação continuarão sendo as utilizadas nas simulações anteriores, tal como representa a *Figura 6-17*.



*Figura 6-23: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com utilização da técnica *CondInc*.*

Seguindo o procedimento, apresenta-se na *Tabela 6-4* a comparação entre o ponto de operação do sistema, obtido via simulação, e o *MPP*.

Tabela 6-4: Comparação entre resultados no MPP e os obtidos com o emprego da técnica *CondInc* aplicada ao conversor Buck através de simulação.

Grandeza	MPP	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0,0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	23,3	0,1	0,4%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,08	0,05	0,8%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	142,18	0,02	0,01%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,3	0,1	0,4%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,10	0,03	0,5%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	160,2	0,4	0,2%

Mais uma vez, nota-se que o sistema conseguiu rastrear a máxima potência tal como ocorreu quando a técnica *P&O* foi empregada, contudo, neste caso, as oscilações em regime permanente são inexistentes, isto é, uma vez encontrado o *MPP*, o sistema pára de procurar, até que uma variação de radiação ou temperatura ocorra.

Para ilustrar o efeito do passo variável, apresenta-se, na *Figura 6-24*, um detalhe da *Figura 6-23*, que ilustra a procura pelo *MPP* na passagem da temperatura de $T = 47^{\circ}\text{C}$ para $T = 25^{\circ}\text{C}$ (no instante de tempo de 10s).

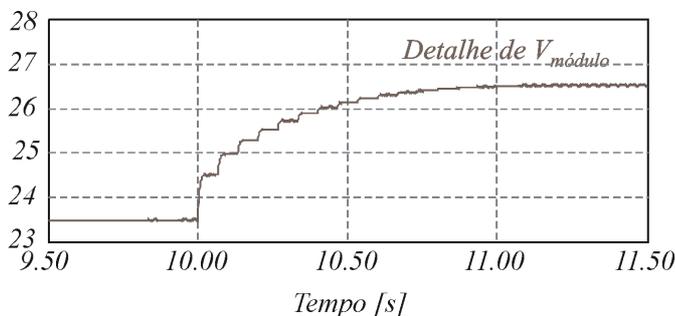


Figura 6-24: Detalhe da tensão de saída do módulo fotovoltaico.

Finalmente, o término da análise do conversor Buck operando como *MPPT* com o emprego da técnica *CondInc* encerra as análises das simulações. O sucesso obtido nesta

etapa conduz à próxima, em que será feita a verificação prática com o intuito de confirmar experimentalmente os resultados teóricos e de simulação até o momento apresentados.

6.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para realização dos procedimentos experimentais, foi desenvolvido em laboratório um protótipo do conversor Buck e todos os circuitos auxiliares, conforme pode ser verificado na foto apresentada na *Figura 6-25*.

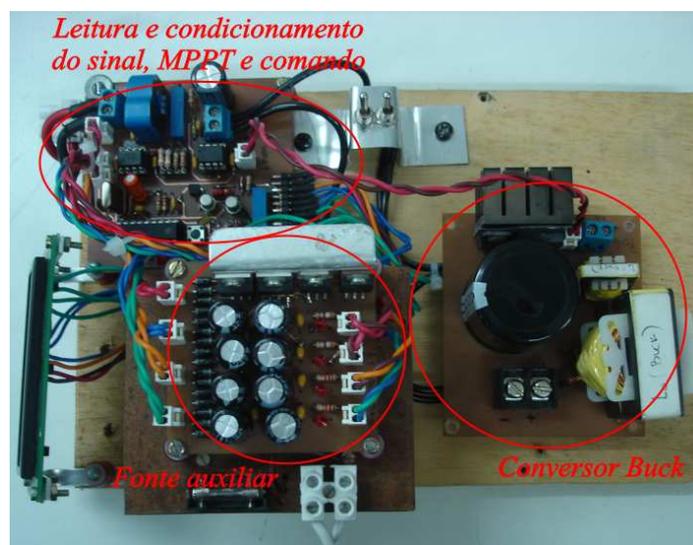


Figura 6-25: Protótipo do circuito rastreador de máxima potência.

O esquemático elétrico completo do protótipo desenvolvido, bem como a lista de componentes empregados, são apresentados no Apêndice G.

6.5.1 MÉTODO TESTADO: TENSÃO CONSTANTE

Os primeiros testes foram realizados com a leitura simultânea da radiação e temperatura na superfície do módulo (através do mini-KLA), além dos valores da tensão $V_{\text{módulo}}$ e corrente $I_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico, disponibilizados no *LCD*.

Os resultados das medições (denotados por V_{med} , I_{med} e P_{med}) são apresentados na *Figura 6-26* e foram traçados simultaneamente com os resultados obtidos através de simulação (V_{sim} , I_{sim} e P_{sim}) e ainda com os resultados que fornecem o valor das grandezas no *MPP* (V_{mp} , I_{mp} e P_{mp}), todos sob as condições de radiação e temperatura obtidas

experimentalmente. Salienta-se, ainda, que os erros relativos entre os respectivos valores da tensão, corrente e potência de saída em relação aos de máxima potência, são denotados por $E(V)$, $E(I)$ e $E(P)$.

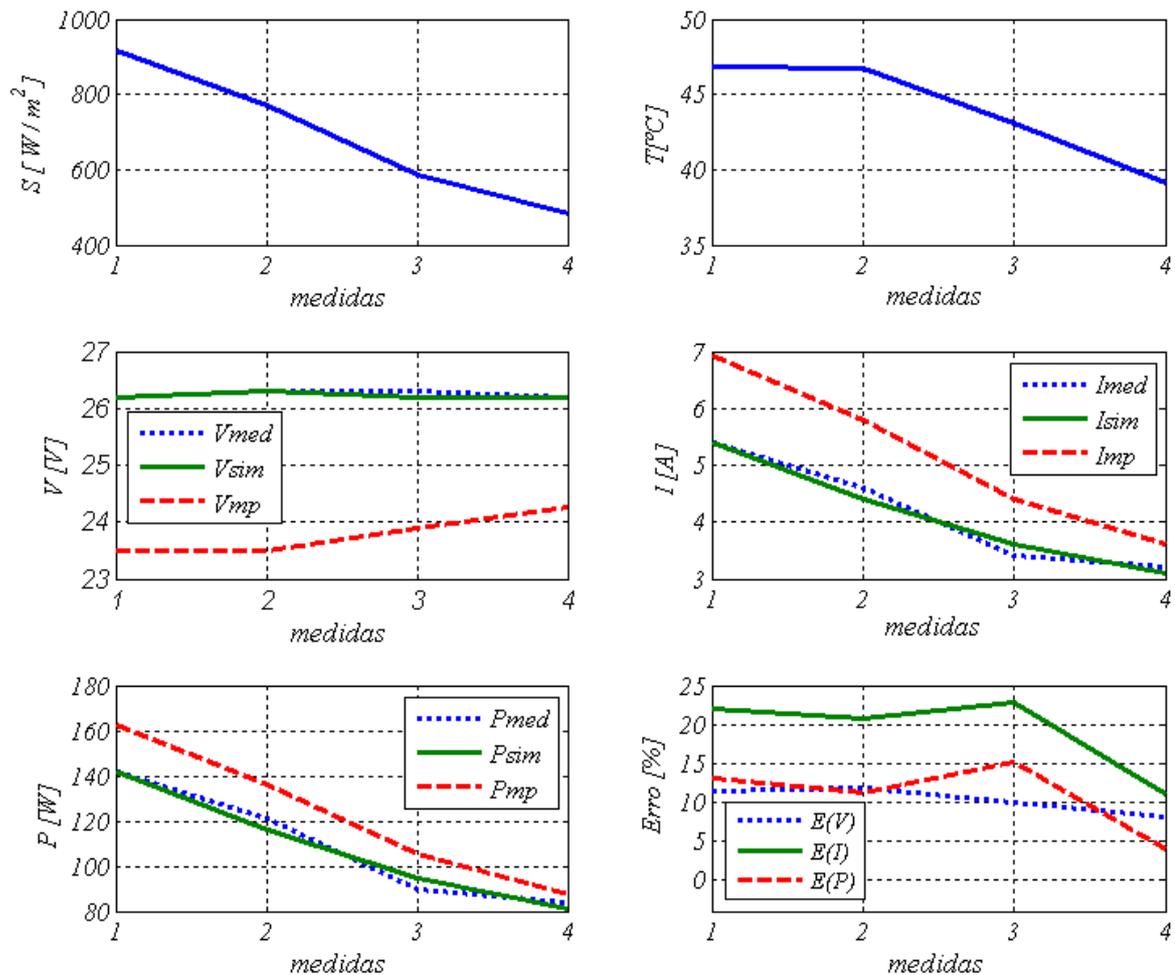


Figura 6-26: Gráficos comparativos entre resultados experimentais, de simulação e no ponto de máxima potência.

O comportamento do conversor Buck operando com o algoritmo para implementação da técnica da Tensão Constante, apresentou resultados dentro do esperado. Verificou-se que as grandezas tensão, corrente e potência obtidas experimentalmente e via simulação são muito próximas sob qualquer valor de radiação e temperatura, e ambas, estão distanciadas do ponto de máxima potência, uma vez que a temperatura de operação, enquadrada no intervalo $39,1 < T_{operação} < 46,8$, ficou estabelecida muito além da de referência $T^{ref} = 25^{\circ}C$.

Visando tornar a análise quantitativa, a curva do erro percentual entre o ponto de operação e o *MPP* também foi apresentada, de onde percebeu-se que a distância entre estes pontos é tão menor quanto mais próxima a temperatura de operação estiver da de referência.

Por fim, para a radiação $S = 987W / m^2$ e temperatura $T = 57^\circ C$ adquiriu-se a forma de onda ilustrada na *Figura 6-27*, que retrata a tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico.

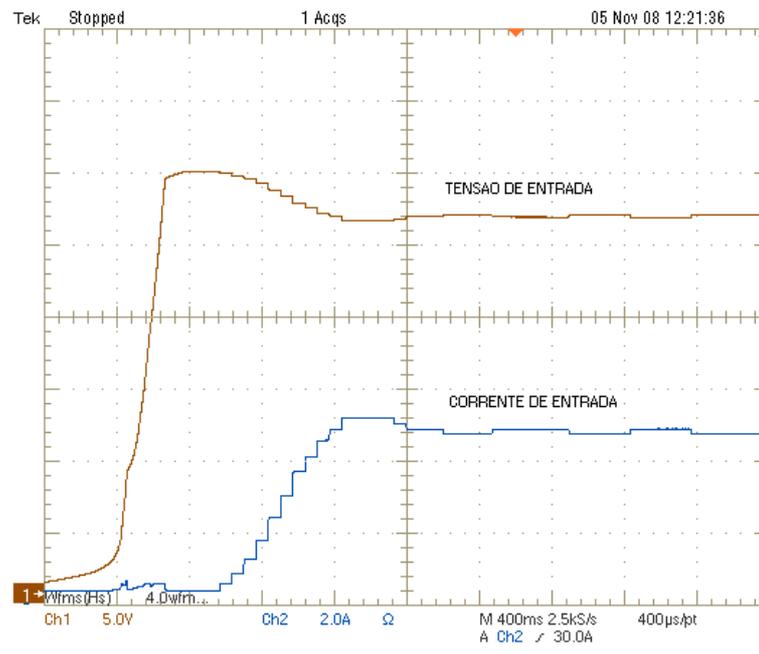


Figura 6-27: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com emprego da técnica da tensão constante para uma radiação $S = 987W / m^2$ e temperatura $T = 57^\circ C$.

Nota-se, pela análise da referida figura, que a tensão se estabelece no patamar de $V_{\text{módulo}} = 26,3V$, ou seja, no ponto de grampeamento, enquanto a corrente estabiliza-se em aproximadamente $I_{\text{módulo}} = 4,5A$, obtendo-se assim, uma potência de $P_{\text{módulo}} = 118,3W$.

Resultados de simulação concordam com estes valores e mostram que, para as condições ensaiadas, a máxima potência seria obtida em $V_{mp} = 22,5V$ e $I_{mp} = 7,45A$, isto é, $P_{mp} = 168W$. Logo, conclui-se que a aplicação do método da Tensão Constante implica em uma redução de cerca de 30%, para as dadas condições de radiação e temperatura.

6.5.2 MÉTODO TESTADO: P&O

A análise dos resultados experimentais com o emprego da técnica *P&O* será feita de forma análoga à contemplada no item anterior. As curvas experimentais, traçadas concomitantemente às obtidas via simulação, fornecem os resultados ilustrados na *Figura 6-28*.

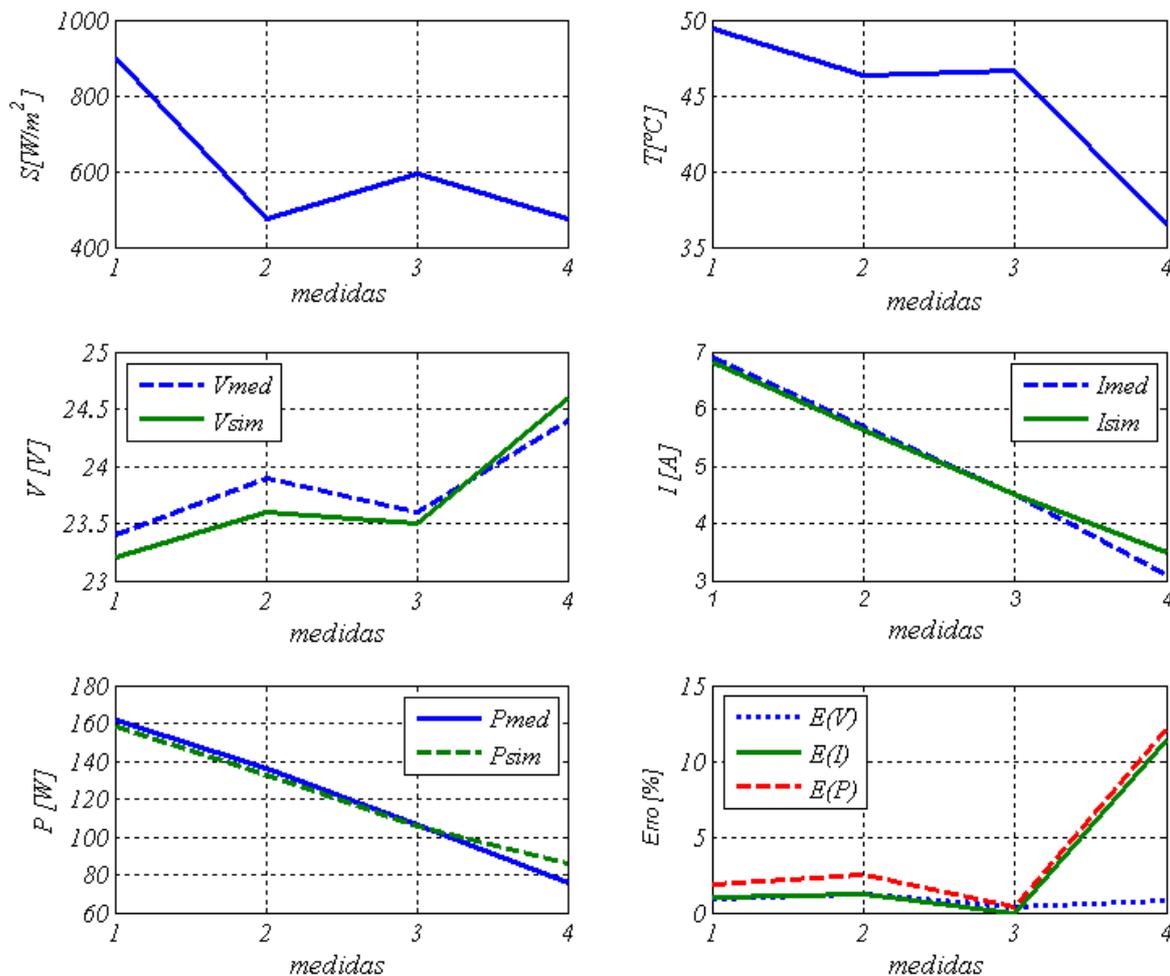


Figura 6-28: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.

Mediante a análise gráfica apresentada, poucos comentários explicativos se fazem necessários, visto que há total conformidade entre os pontos medidos experimentalmente e obtidos via simulação.

Percebe-se que no caso da utilização do algoritmo *P&O*, há a proximidade entre o ponto de operação do módulo fotovoltaico e o de máxima potência, independentemente das condições de radiação e temperatura.

O fato de o erro percentual chegar a cerca de 12%, tanto na corrente como na

potência para o último ponto medido, indica, aparentemente, problemas de mensuração, visto o bom comportamento das curvas para os pontos anteriores, onde o erro não havia ultrapassado 3%.

Novamente, sob radiação $S = 951W / m^2$ e temperatura $T = 36^\circ C$ adquiriu-se a forma de onda ilustrada na *Figura 6-29*, que retrata a tensão e corrente de saída o módulo fotovoltaico.

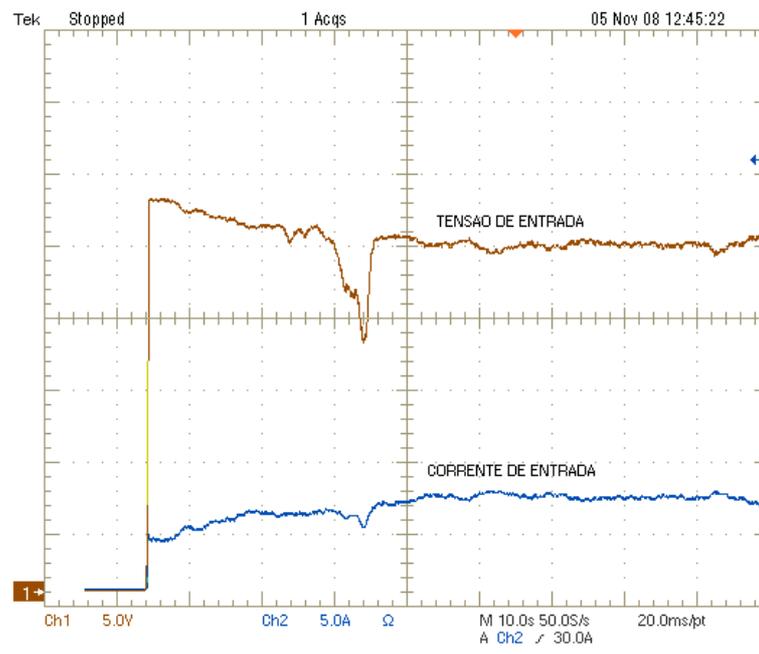


Figura 6-29: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica P&O para uma radiação de $S = 951W / m^2$ e temperatura de $T = 36^\circ C$.

Perante a análise da *Figura 6-29*, verifica-se que houve o rastreamento de máxima potência, estabelecendo-se os seguintes valores: $V_{módulo} = 25V$, $I_{módulo} = 7,4A$ e $P_{módulo} = 185W$.

Ainda, com base na referida figura, atenta-se ao afundamento da tensão, causado pela passagem de uma nuvem durante o processo de aquisição dos resultados. Nota-se que após a perturbação ter cessado, o sistema voltou a rastrear a máxima potência, retornando praticamente ao patamar anterior.

Por fim, para verificar se as oscilações em regime permanente e frequência de rastreamento obedeceram aos requisitos teóricos impostos, ampliou-se a forma de onda apresentada na *Figura 6-29*, de maneira a obtê-la detalhadamente, conforme retrata a *Figura 6-30*.

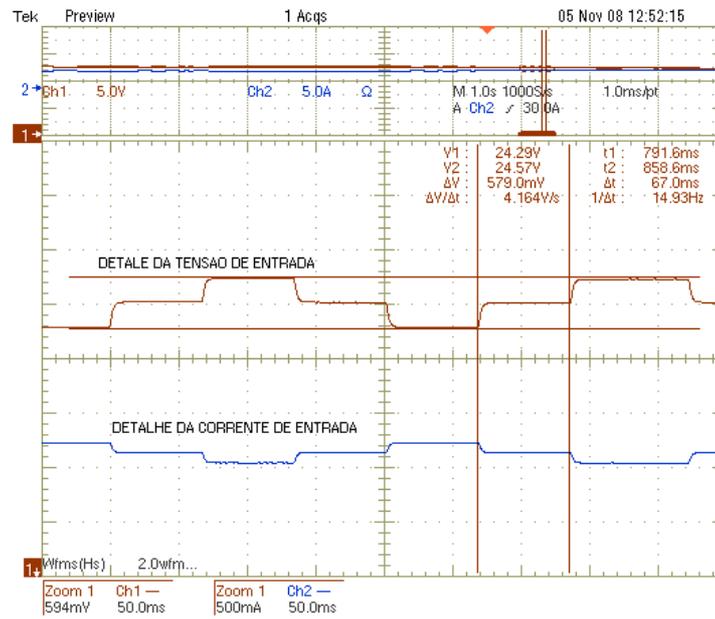


Figura 6-30: Detalhe da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico.

6.5.3 MÉTODO TESTADO: CONDINC

Para a apresentação dos resultados experimentais referentes ao conversor Buck operando a partir da técnica *CondInc*, introduzem-se as Figura 6-31 e Figura 6-32, que retratam os resultados práticos juntamente com as curvas simuladas nas mesmas condições de radiação e temperatura.

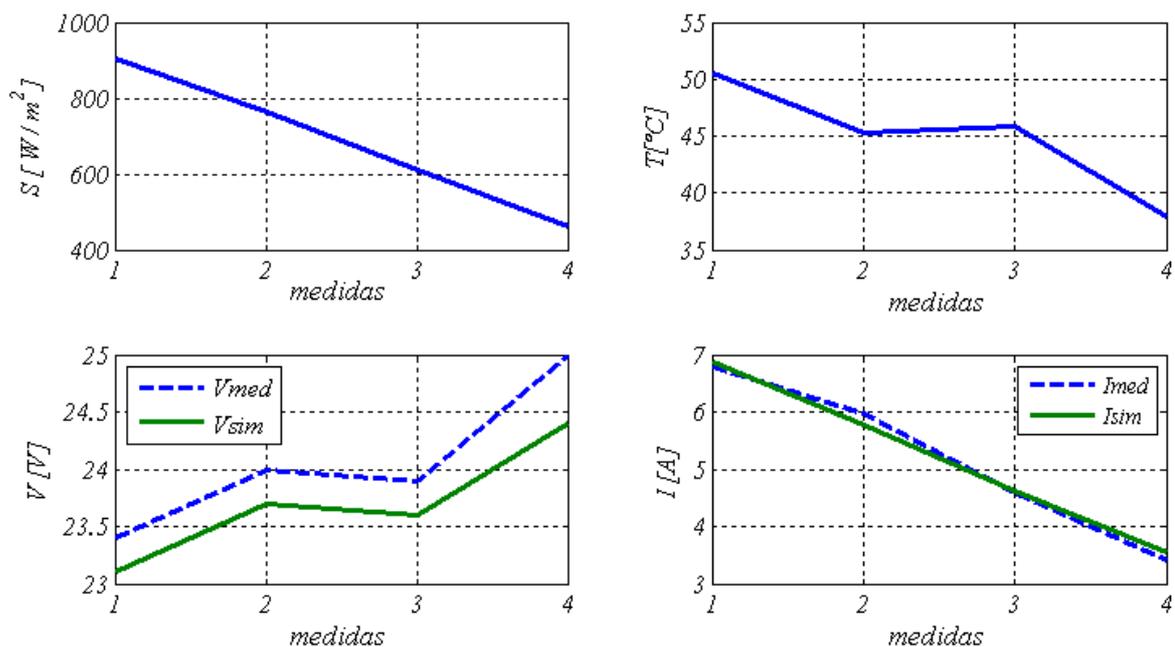


Figura 6-31: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.

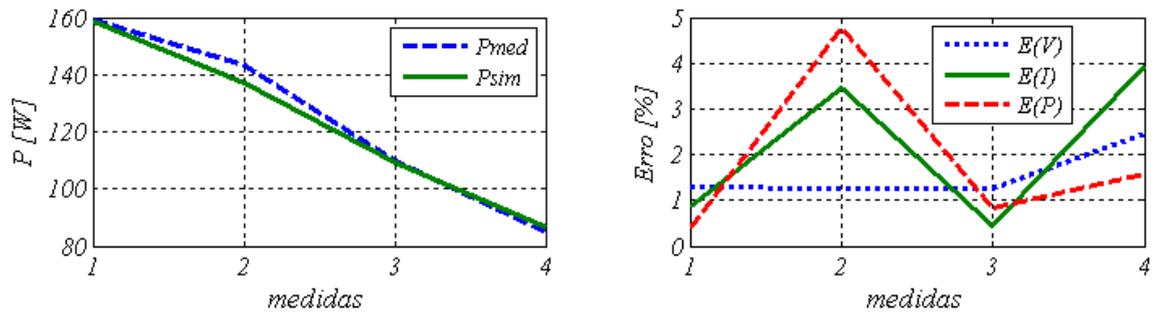


Figura 6-32: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.

Perante a análise das referidas figuras, nota-se que o rastreamento foi realizado com precisão em relação aos valores teóricos de máxima potência, estabelecidos via simulação, visto que os pontos de operação e no *MPP* são praticamente coincidentes e, o erro máximo, associado à potência, ficou estabelecido abaixo de 5%.

Finalmente, sob radiação $S = 980W / m^2$ e temperatura $T = 41^\circ C$, adquiriu-se a forma de onda ilustrada na Figura 6-33, que retrata a tensão e a corrente de saída do módulo fotovoltaico.

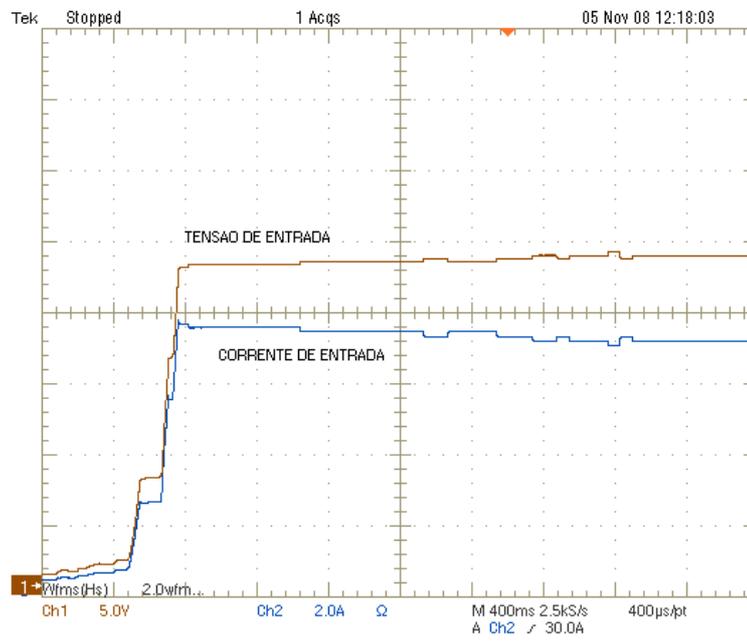


Figura 6-33: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego do conversor Buck operando sob a técnica CondInc para $S = 980W / m^2$ e $T = 41^\circ C$.

Os patamares de $V_{módulo} = 24V$, $I_{módulo} = 7,2A$ e $P_{módulo} = 172,8W$, conformam-se com os valores alcançados via simulação.



6.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi estudado o conversor Buck operando no rastreamento da máxima potência. Em um primeiro momento, foi realizado o projeto de potência do referido conversor e comprovado seu funcionamento em malha aberta. Seqüencialmente, deu-se continuidade com exaustivas simulações visando corroborar a operação do conversor como *MPPT*. Mediante os excelentes resultados obtidos, partiu-se para o desenvolvimento de um protótipo, visando a comprovação prática, também alcançada com sucesso.

A técnica da tensão constante mostrou-se bastante coerente em aplicações em que a temperatura de operação fica estabelecida em torno de $T = 25^{\circ}C$, isto porque esta temperatura foi adotada como referência para a escolha da tensão de grameamento. Verificou-se que o rastreamento, longe deste ponto, ocorre fora da máxima potência, evidenciando-se no erro, que se apresentou tão maior quanto maior foi a temperatura de operação do módulo fotovoltaico.

Dentre as três técnicas empregadas para rastreamento, verificou-se que do ponto de vista estático, as técnicas *P&O* e *CondInc* são muito semelhantes, e os erros associados ao rastreamento são muito pequenos. Contudo, conforme previsto, o método *P&O* apresentou oscilações em regime permanente, o que não ocorreu quando o método *CondInc* foi utilizado. Além disso, os experimentos mostraram que a resposta do sistema a variações abruptas de radiação foi muito ruim quando a técnica da Tensão Constante estava sendo empregada, uma vez que este método não permite o rastreamento enquanto as perturbações estiverem ocorrendo, ou seja, torna-se inapropriado em dias parcialmente nublados, onde as variações da radiação são comuns.



CONVERSOR BOOST APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

7.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar o projeto de um conversor Boost aplicado ao rastreamento da máxima potência em módulos fotovoltaicos. Em virtude de os procedimentos aplicados para alcançar tal finalidade serem muitos semelhantes aos referentes ao conversor Buck, analisado anteriormente, este capítulo será mais objetivo, visando não tornar as informações redundantes e a leitura repetitiva.

Inicialmente, será realizado o projeto de potência do conversor Boost, comprovando-se os resultados teóricos via simulação e experimentação em malha aberta. Em seguida, será realizado o levantamento das regiões de operação e proibida do referido conversor, de modo que se possa estabelecer, seqüentemente, os ensaios que comprovam sua eficácia no rastreamento do ponto de máxima potência.

7.2 PROJETO DO CONVERSOR BOOST

O conversor Boost é um conversor CC-CC elevador de tensão, ou seja, sempre sua tensão de saída V_{carga} é superior à de entrada V_E , ou no limite teórico, igual. Um aspecto importante relacionado ao conversor Boost é o fato de apresentar característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. De acordo com [31] e [39], o circuito elétrico de um conversor Boost pode ser representado de acordo com a *Figura 7-1*.

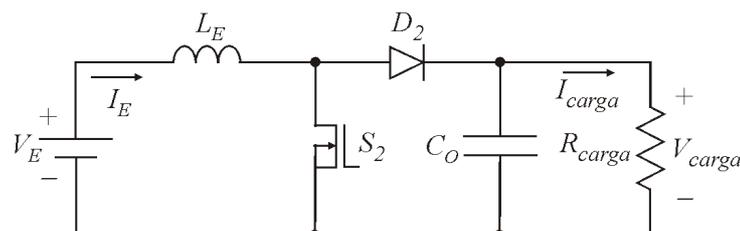


Figura 7-1: Conversor Boost.

Para determinar os parâmetros do conversor (L_E , C_O e R_{carga}), é necessário definir todas as especificações necessárias para projeto, conforme as disponibilizadas na *Tabela 7-1*.

Tabela 7-1: Especificações para projeto do conversor Boost MCC.

Grandeza	Representação	Valor
Potência de entrada	P_E [W]	200
Tensão de entrada	V_E [V]	26,3
Corrente de entrada	I_E [A]	7,61
Tensão de saída	V_{carga} [V]	50
Rendimento	η	0,95
Frequência de comutação	f_s [Hz]	$40 \cdot 10^3$
Máxima ondulação da corrente de entrada	ΔI_{LEmax} [A]	$0,05 \cdot I_E$
Máxima ondulação da tensão de saída	ΔV_{COMax} [V]	$0,01 \cdot V_{carga}$

A determinação dos parâmetros pode ser feita conforme apresentado em [31].

- Determinação da razão cíclica de operação:

$$D = 1 - \frac{V_E}{V_{carga}} = 1 - \frac{26,3}{50} = 0,474 \quad (7.1)$$

- Determinação da Potência média na carga:

$$P_{carga} = \eta \cdot P_E = 0,95 \cdot 200 = 190W \quad (7.2)$$

- Determinação da corrente média na carga:

$$I_{carga} = \frac{P_{carga}}{V_{carga}} = \frac{190}{50} = 3,8A \quad (7.3)$$

- Determinação da ondulação máxima da corrente de entrada:

$$\Delta I_{LEmax} = 0,01 \cdot I_E = 0,05 \cdot 7,61 = 0,071A \quad (7.4)$$

- Determinação da ondulação máxima da tensão de saída:

$$\Delta V_{COMax} = 0,1 \cdot V_{carga} = 0,01 \cdot 50 = 0,5V \quad (7.5)$$

- Determinação da resistência de carga:

$$R_{carga} = \frac{V_{carga}}{I_{carga}} = \frac{50}{3,8} = 13,2\Omega \quad (7.6)$$

- Determinação do indutor do filtro de entrada:

$$L_E = \frac{V_E \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{LEmax}} = \frac{26,3 \cdot 0,474}{40 \cdot 10^3 \cdot 0,38} = 820,1\mu H \quad (7.7)$$

- Determinação do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{I_{carga}}{f_s \cdot \Delta V_{CO_{max}}} \cdot \frac{(V_{carga} - V_E)}{V_{carga}} = \frac{3,8}{40 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \cdot \frac{(50 - 26,3)}{50} = 90,1 \mu F \quad (7.8)$$

Por questões de simplicidade, o capacitor de saída C_o adotado foi o mesmo utilizado como capacitor do filtro de entrada do conversor Buck; contudo, sob as seguintes especificações obtidas através de medições: $C_o = 930 \mu F$ e $R_{C_o} = 50 m\Omega$.

Quanto ao indutor de entrada L_E , cujo projeto físico encontra-se no Apêndice H, seu valor e da respectiva resistência associada aos enrolamentos ficaram estabelecidos em $L_E = 1,15 mH$ e $R_{L_E} = 115 m\Omega$.

Em relação à carga, utilizaram-se resistores de fio, cujo resultado da associação resultou nas seguintes especificações: $R_{carga} = 12,35 \Omega$ e $L_{R_{carga}} = 3,53 \mu H$.

A partir das informações supracitadas e utilizando o *software PSIM*, foi realizada uma primeira simulação, visando determinar os esforços nos semicondutores de potência e checar se o valor eficaz da corrente no capacitor de saída $I_{CO_{ef}}$ não ultrapassaria o valor máximo. O circuito elétrico simulado segue apresentado na *Figura 7-2*.

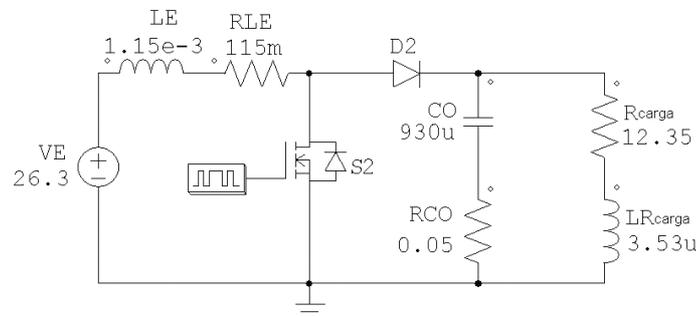


Figura 7-2: Circuito elétrico do conversor Boost.

Os resultados de simulação seguem apresentados na *Figura 7-3*, *Figura 7-4* e *Figura 7-5*

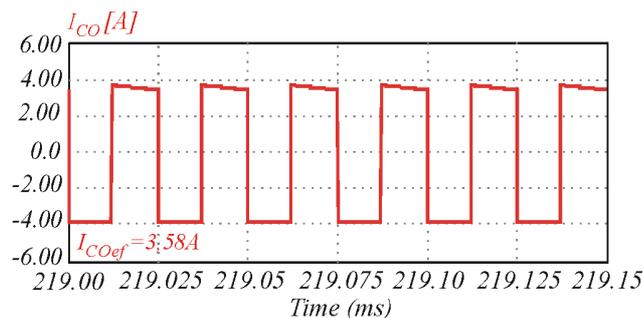


Figura 7-3: Corrente no capacitor C_o de saída do conversor Boost.

De acordo com a *Figura 7-3* e com o critério da corrente eficaz, conclui-se que o capacitor C_o , que suporta até 8A eficazes pode ser utilizado para a finalidade proposta.

Para determinação do diodo D_2 , utilizar-se-á os resultados de simulação apresentados na *Figura 7-4*.

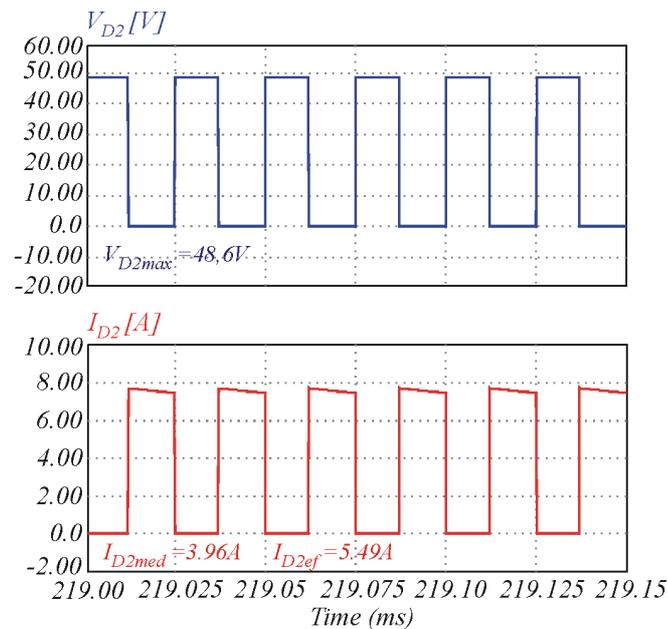


Figura 7-4: Tensão V_{D2} e Corrente I_{D2} no diodo D_2 .

O valor de $V_{D2max} = 48,6V$ estabelece a tensão reversa aplicada ao diodo, enquanto I_{D2med} condiz à corrente média que circula pelo mesmo. Assim, selecionou-se o diodo ultra-rápido *MUR1510*, com as seguintes especificações: $V_R = 100V$, $I_F = 15A$ e $V_F = 1V$.

Seguindo o mesmo procedimento, determina-se também o interruptor S_2 , cujas formas de ondas relacionadas à tensão e corrente são retratadas conforme ilustram a *Figura 7-5* e a *Figura 7-6*, respectivamente.

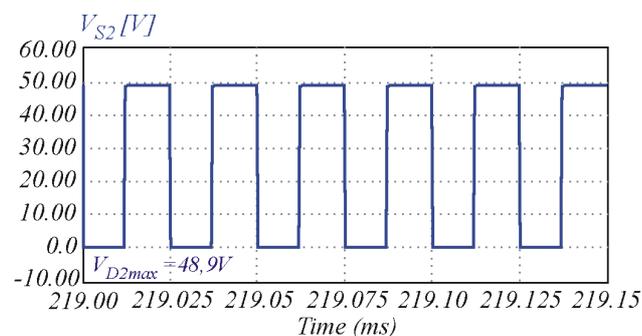


Figura 7-5: Tensão V_{S2} no interruptor S_2 .

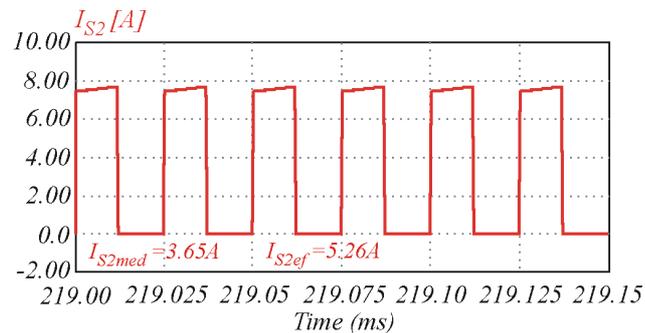


Figura 7-6: Corrente I_{S_2} no interruptor S_2 .

A partir das referidas figuras, verifica-se que o interruptor selecionado deve suportar uma tensão reversa mínima expressa por $V_{S_{2max}} = 48,9V$, além de uma corrente média de $I_{S_{2med}} = 3,65A$. De acordo com as informações apresentadas, optou-se novamente pela utilização do interruptor *IRFP064*, com as seguintes especificações: $V_{DSS} = 60V$, $I_D = 70A$ e $R_{DSon} = 12,6m\Omega$.

Dando seqüência ao procedimento, os parâmetros associados ao diodo D_2 e ao interruptor S_2 foram adicionados ao circuito do conversor Boost, culminando na representação da *Figura 7-7*.

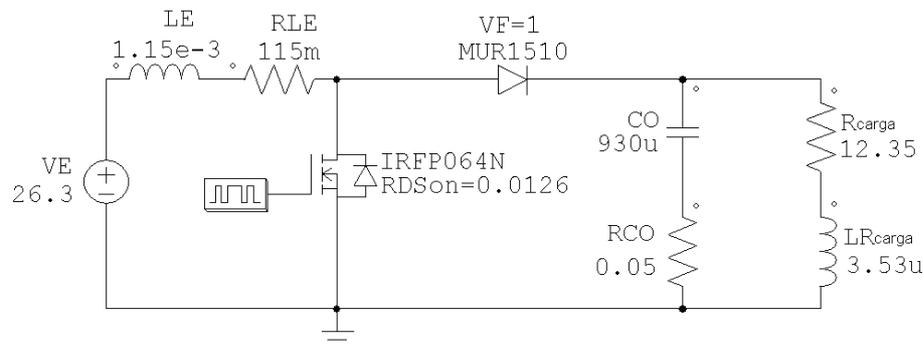


Figura 7-7: Conversor Boost, com parâmetros de perda, proposto para simulação.

Para assegurar o correto funcionamento do conversor Boost em malha aberta, foi desenvolvido em laboratório um protótipo de modo que algumas aquisições práticas pudessem ser feitas. Uma gama de formas de onda experimentalmente obtidas é apresentada na seqüência, simultaneamente aos respectivos resultados de simulação. As escalas dos resultados simulados foram, novamente, ajustadas para que a comparação pudesse se estabelecer visualmente.

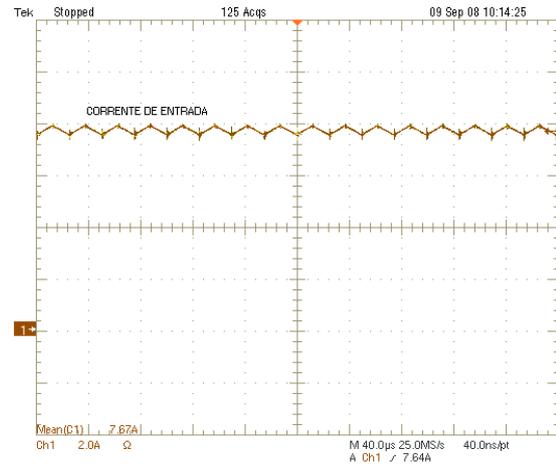
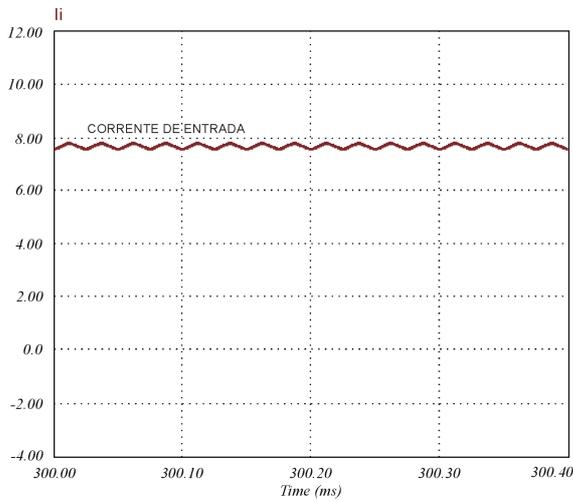


Figura 7-8: Corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

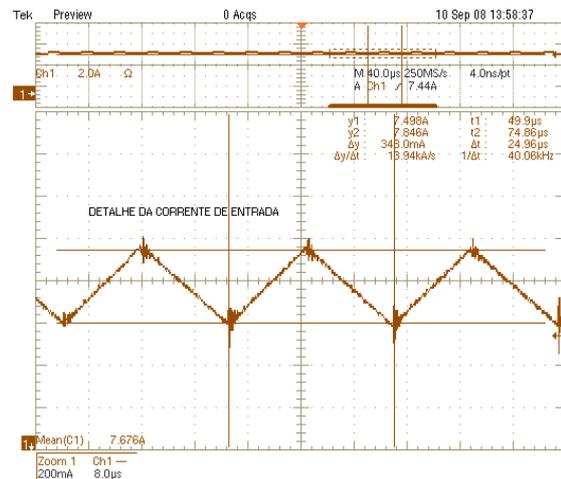
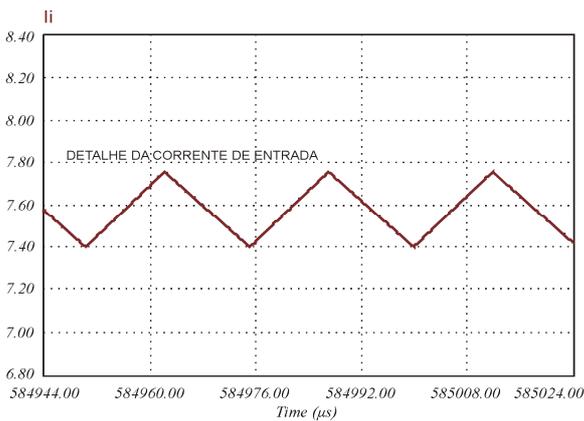


Figura 7-9: Detalhe da corrente de entrada (I_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

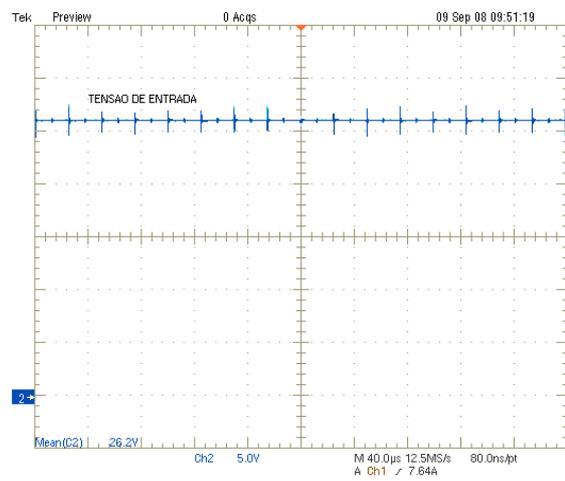
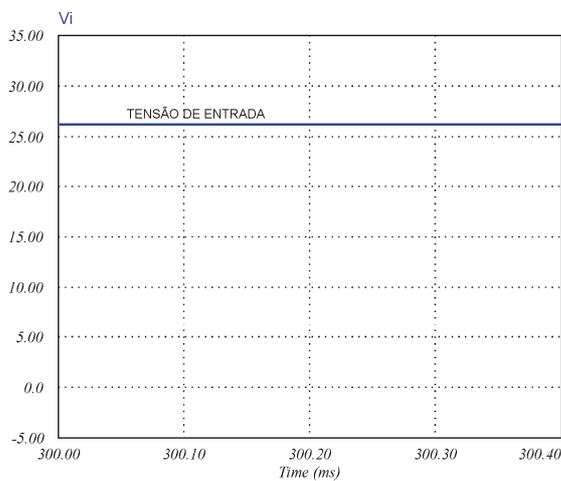


Figura 7-10: Tensão de entrada (V_E): simulação (esquerda) e experimental (direita).

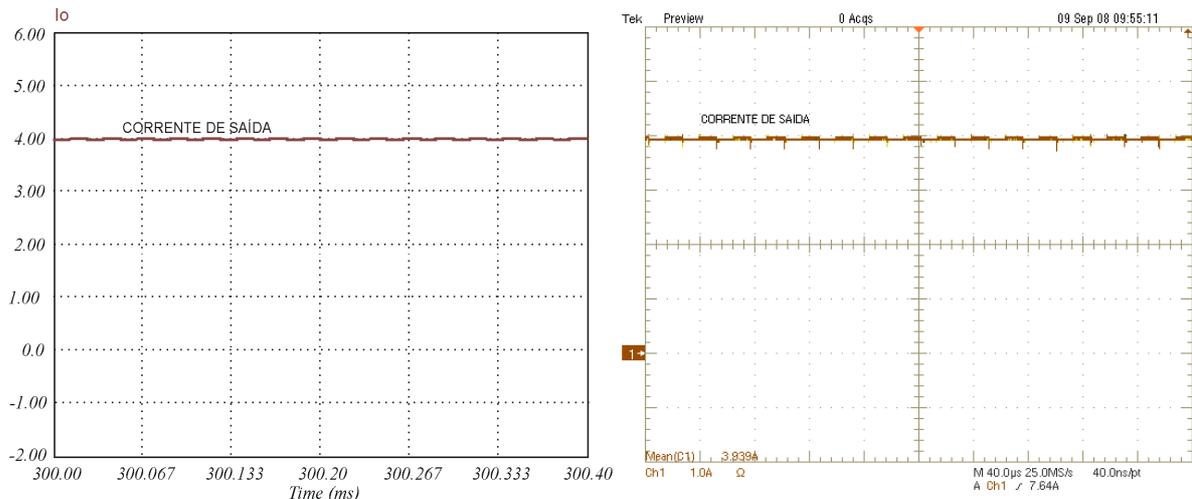


Figura 7-11: Corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

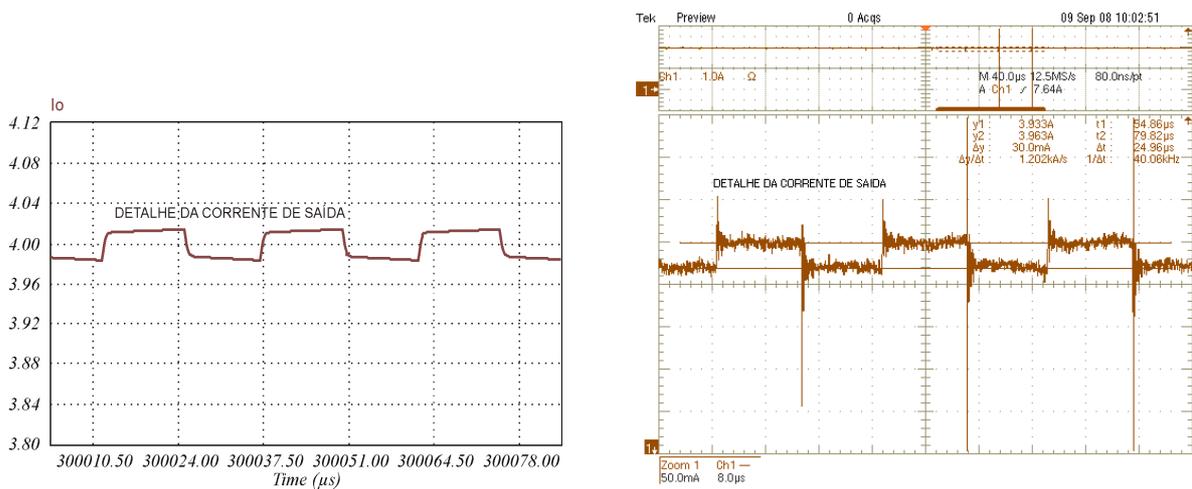


Figura 7-12: Detalhe da corrente de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

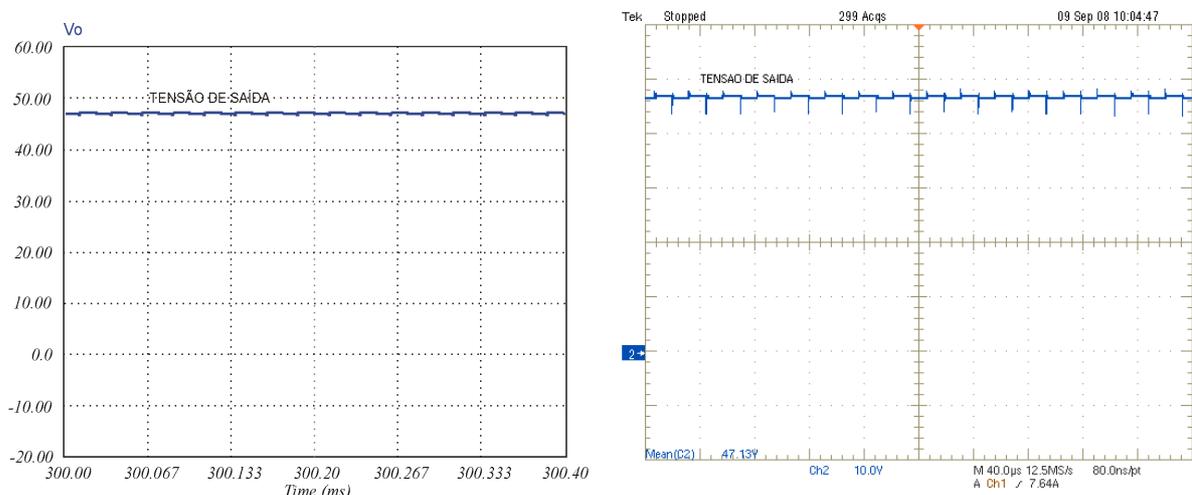


Figura 7-13: Tensão de saída (I_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

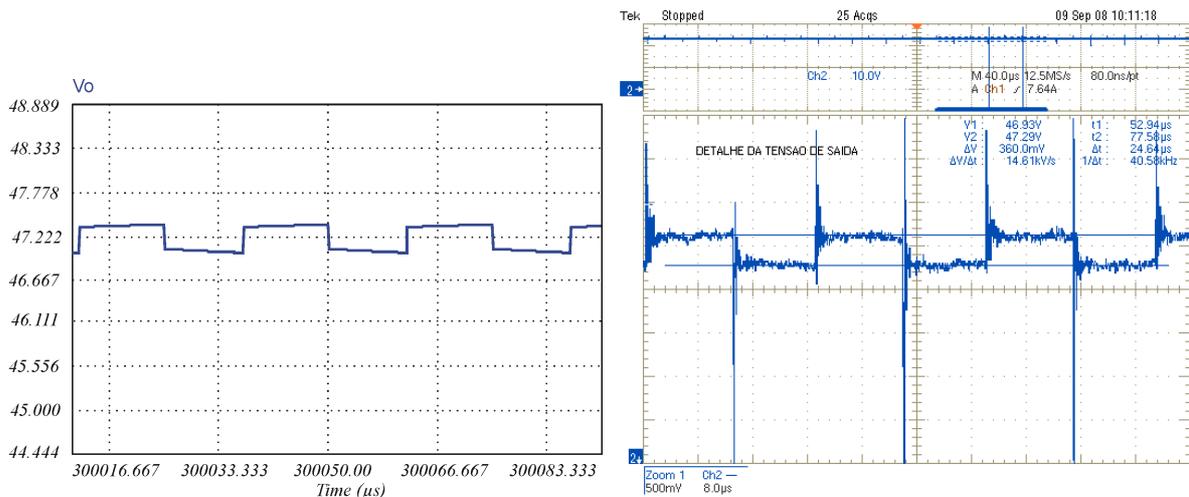


Figura 7-14: Detalhe da tensão de saída (V_{carga}): simulação (esquerda) e experimental (direita).

Os resultados supra-apresentados mostraram excelente conformidade, possibilitando o emprego do conversor Boost, *a posteriori*, como rastreador de máxima potência. Por ora, abordar-se-á a região de atuação do referido conversor, de modo a definir-se sua região de operação e proibida.

7.3 DETERMINAÇÃO DA REGIÃO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST

Neste item, será aplicada a teoria desenvolvida nos capítulos anteriores vislumbrando definir a faixa de excursão de radiação e temperatura para a qual o conversor Boost consegue estabelecer o *MPP*.

Para verificar as regiões de operação e proibida para o conversor Boost, parte-se das curvas de geração e de carga. Resgatando-se a equação (4.19), tem-se:

$$\theta_{Ret}(D, R_{carga}) = \text{atan}\left(\frac{I}{(1-D)^2 \cdot R_{carga}}\right) \quad (7.9)$$

Portanto, tomando-se os valores de $R_{carga} = 12,35\Omega$ e $D = 0,474$, facilmente determina-se:

$$\theta_{Ret}(0,474, 12,35) = \text{atan}\left(\frac{I}{(1-0,474)^2 \cdot 12,35}\right) = 16,31^\circ \quad (7.10)$$

Ainda, analisando os casos extremos, para $D = 0$, tem-se:

$$\theta_{Rei}(0, 12,35) = \text{atan}\left(\frac{1}{12,35}\right) = 4,63^\circ \quad (7.11)$$

Por outro lado, fazendo-se $D = 1$, obtém-se:

$$\theta_{Rei}(1, 12,35) = \text{atan}\left(\frac{1}{0}\right) = 90^\circ \quad (7.12)$$

Graficamente, a representação da curva de carga simultaneamente com as curvas de geração define a região de operação do conversor, conforme a *Figura 7-15*.

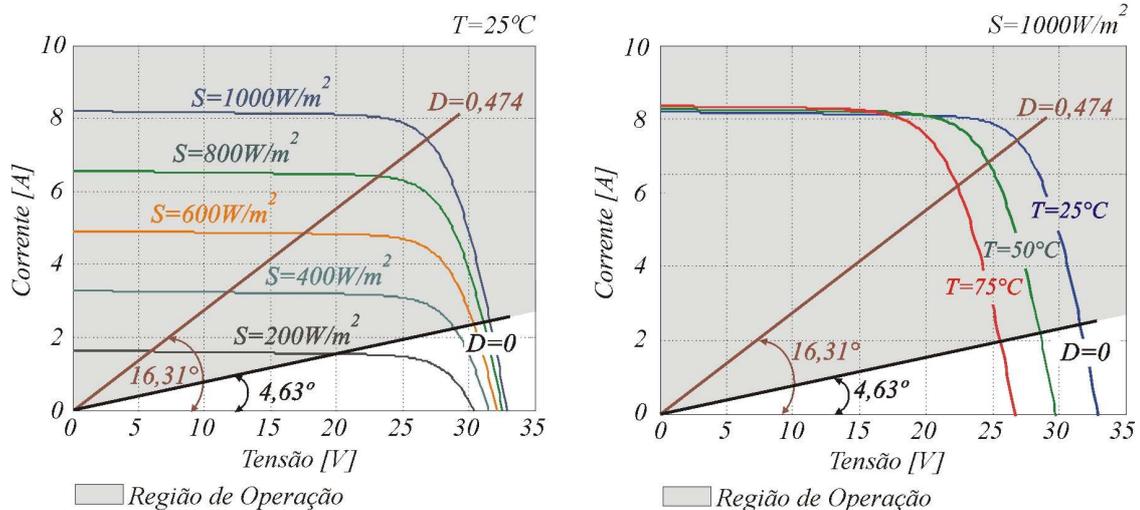


Figura 7-15: Determinação da faixa de operação do conversor Boost para os parâmetros de projeto.

No caso do conversor Boost, é possível verificar que seu comportamento como rastreador de máxima potência fica comprometido sob baixas radiações. Conforme se percebe para o caso em que $S = 200W / m^2$, o ponto de máxima potência encontra-se fora da região de operação e, nesta condição, o sistema não conseguirá operar no *MPP*, estabelecendo-se no ponto de intersecção entre as curvas de carga e de geração, que ocorre em aproximadamente $V_{módulo} = 20V$ e $I_{módulo} = 1,5A$.

Novamente, cabe ressaltar que os limites práticos da razão cíclica limitam ainda mais a região de operação do conversor.

7.4 SIMULAÇÕES

As simulações foram realizadas com o objetivo de comprovar o funcionamento do conversor Boost atuando na busca pelo ponto de máxima potência. O circuito completo

simulado, incluindo o circuito de potência e os circuitos de condicionamento, é retratado na *Figura 7-16*.

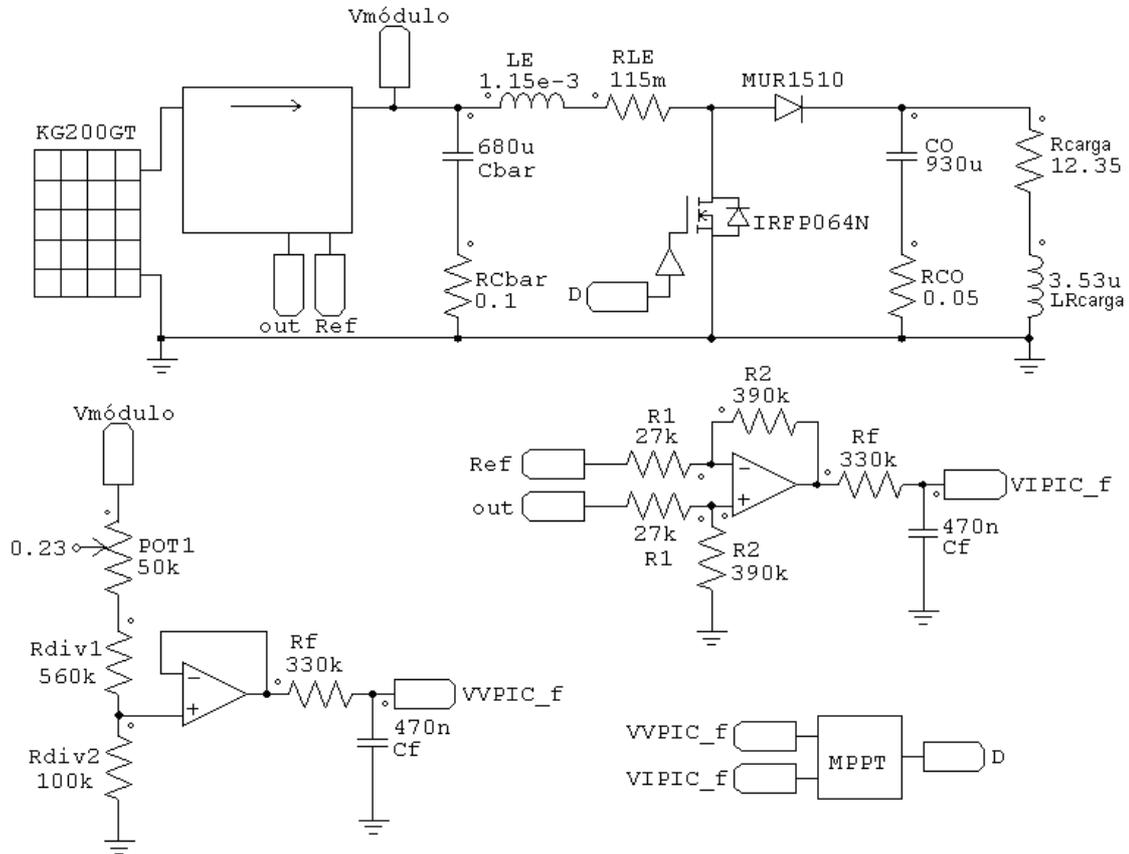


Figura 7-16: Circuito completo a ser simulado.

A partir da simulação do circuito para distintas condições de radiação e temperatura será verificado o comportamento do conversor Boost sob a atuação das três técnicas estudadas, a saber: Tensão Constante, Perturba e Observa e, finalmente, Condutância Incremental.

7.4.1 MÉTODO SIMULADO: TENSÃO CONSTANTE

As simulações empregando a técnica da Tensão Constante foram realizadas sob as condições de radiação S e temperatura T ilustradas na *Figura 7-17*, enquanto os resultados referentes à tensão $V_{módulo}$, corrente $I_{módulo}$ e potência $P_{módulo}$, de saída do módulo fotovoltaico, são retratadas na *Figura 7-18*.

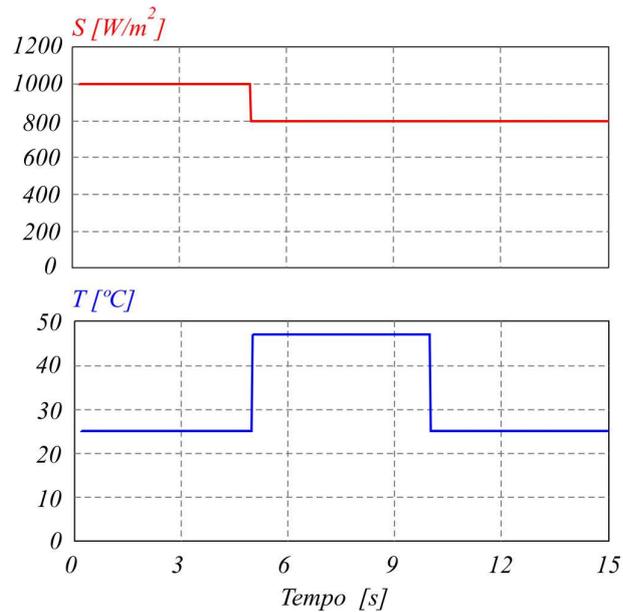


Figura 7-17: Comportamento da radiação S temperatura T no decorrer das simulações.

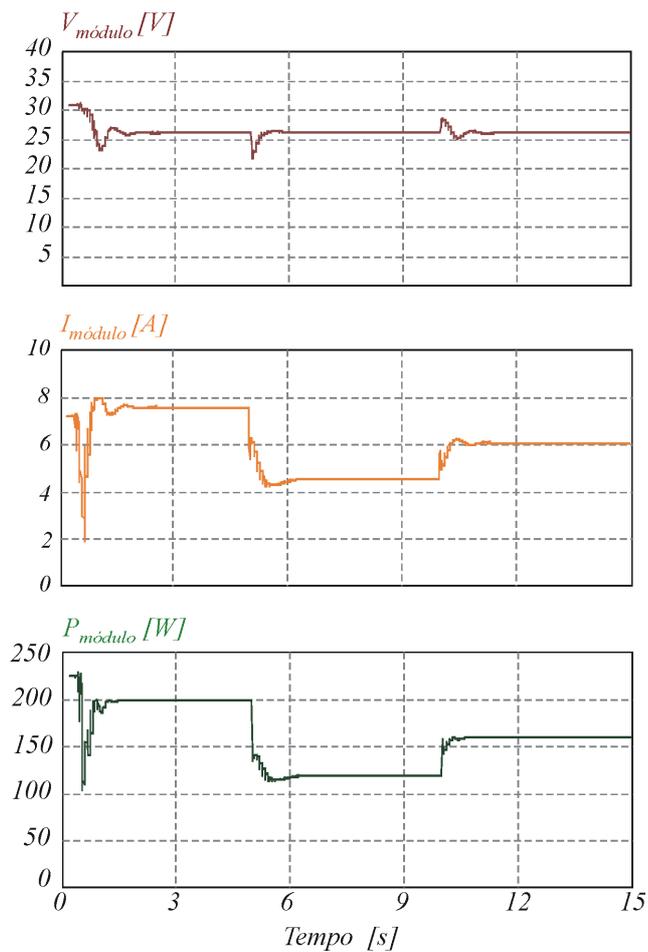


Figura 7-18: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Tensão Constante.

Com base nos resultados de simulação, propõe-se a *Tabela 7-2*, de maneira a resumir as principais informações obtidas e quantificar o erro cometido entre o ponto de operação encontrado pelo rastreamento e o de máxima potência, obtido mediante o emprego do modelo do módulo fotovoltaico desenvolvido no capítulo 3.

Tabela 7-2: Comparação entre resultados no MPP e obtidos com o emprego da técnica da Tensão Constante aplicada ao conversor Boost através de simulação.

Grandeza	MPP	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0,0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	26,3	3,1	11,8%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	4,56	1,57	25,6
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	119,9	22,3	15,7
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,3	0,1	0,4%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,09	0,04	0,7%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	160,2	0,4	0,2%

De acordo com a *Tabela 7-2*, o erro relativo encontrado entre o ponto de operação do sistema (simulação) e o *MPP*, conforme já havia sido confirmado para o conversor Buck, alcança valores expressivos, chegando a 15,7% para a potência de saída. Este fato ocorre devido à temperatura de operação, estabelecida em $T = 47^{\circ}\text{C}$, estar muito distante do valor de referência, definida em $T = 25^{\circ}\text{C}$, de forma que a tensão de máxima potência V_{mp} acaba se afastando da tensão de grampeamento V_{gramp} .

É interessante notar também que os resultados apresentados na *Figura 7-18* são praticamente idênticos aos obtidos quando a técnica da Tensão Constante foi aplicada ao conversor Buck, cujos resultados foram retratados na *Figura 6-18*. Destarte, conclui-se que se as condições de radiação, temperatura e carga impõem o funcionamento do conversor CC-CC dentro da região de operação, o comportamento de ambos os conversores estudados é, em suma, o mesmo.

7.4.2 MÉTODO SIMULADO: P&O

Seguindo a mesma linha de raciocínio, para as condições de radiação e temperatura utilizadas na análise anterior, apresentam-se agora os resultados de simulação do conversor Boost atuando como rastreador de máxima potência sob a óptica da técnica Perturba e Observa.

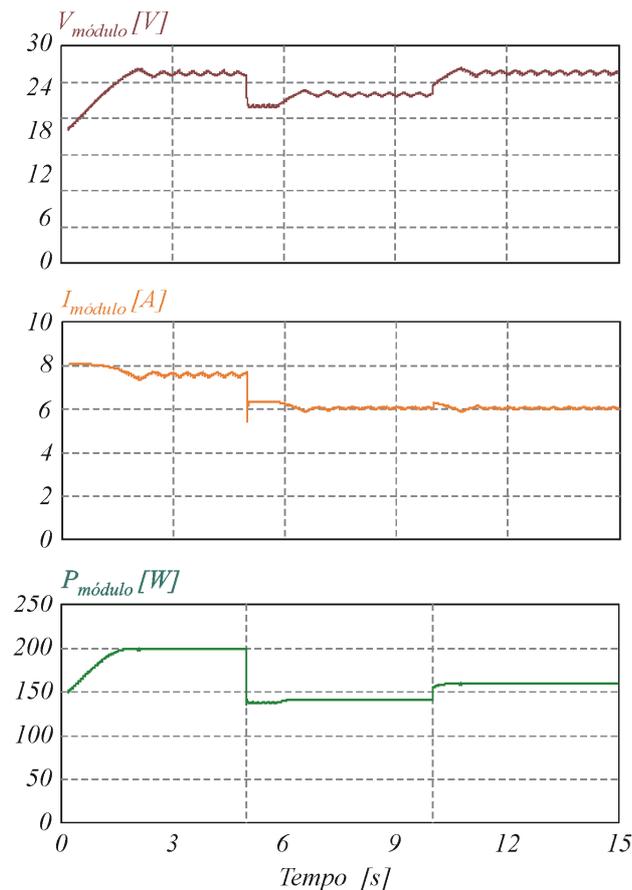


Figura 7-19: Tensão $V_{\text{módulo}}$, corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Perturba e Observa.

Facilmente se percebe, mediante o estudo da *Figura 7-19*, que a aplicação do método Perturba e Observa faz com que o sistema rastreie o ponto de máxima potência, ficando nas proximidades deste ponto independentemente das condições de radiação e temperatura. Todavia, conforme exaustivamente mencionado, esta técnica impõe uma oscilação da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico, mesmo em regime permanente.

Os principais resultados, que intentam quantificar o erro associado ao ponto rastreado e o de máxima potência, são apresentados na *Tabela 7-3*.

Tabela 7-3: Comparação entre resultados no MPP e obtidos com o emprego da técnica P&O aplicada ao conversor Boost através de simulação.

Grandeza	MPP	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro Relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0,0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	23,1	0,1	0,4%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,13	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	142,0	0,2	0,3%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,4	0,2	0,8%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,04	0,09	1,4%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	160,2	0,4	0,2%

Novamente, a análise dos erros relativos, apresentados na Tabela 7-3 confirma a eficiência de rastreamento da técnica aplicada.

7.4.3 MÉTODO SIMULADO: CONDINC

As condições de radiação e temperatura utilizadas para simulação do método da Condutância Incremental (*CondInc*) aludem à Figura 7-17, a partir da qual os seguintes resultados de simulação foram obtidos.

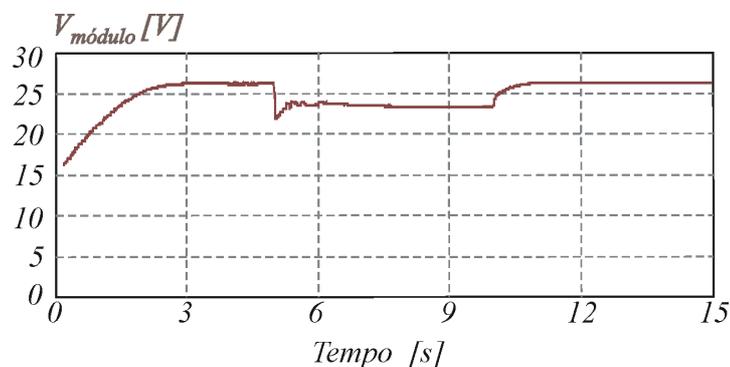


Figura 7-20: Tensão $V_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Condutância Incremental

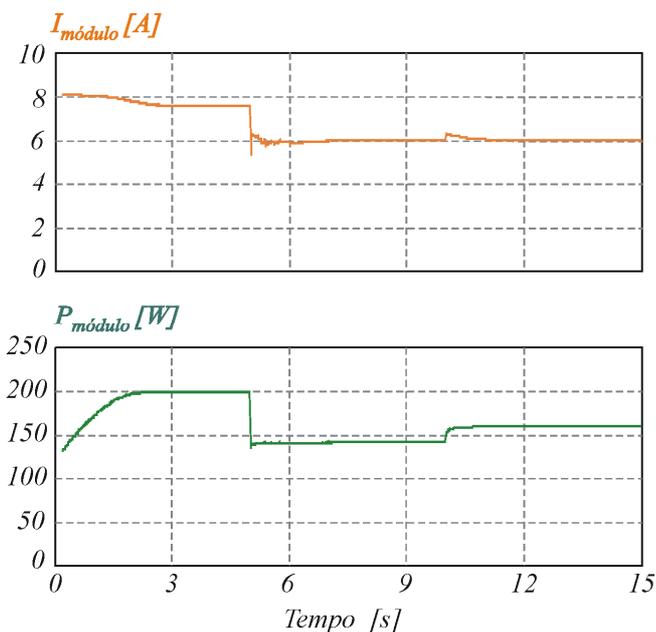


Figura 7-21: Corrente $I_{\text{módulo}}$ e potência $P_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica da Condutância Incremental.

A comprovação de que houve rastreamento de máxima potência, mais uma vez, será feita com o emprego da comparação entre o ponto de operação e o *MPP*, conforme a Tabela 7-4.

Tabela 7-4: Comparação entre resultados no *MPP* e obtidos com o emprego da técnica *CondInc* aplicada ao conversor *Boost* através de simulação.

Grandeza	<i>MPP</i>	Ponto de operação (simulação)	Erro absoluto	Erro Relativo
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,3	26,3	0	0%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	7,61	7,61	0	0%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=1000\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	200,1	200,1	0,0	0%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	23,2	23,4	0,2	0,9%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,06	0,07	1,1%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=47^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	142,2	142,0	0,2	0,2%
$V_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{V}]$	26,2	26,4	0,2	0,8%
$I_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{A}]$	6,13	6,07	0,06	0,9%
$P_{\text{módulo}} \left \begin{array}{l} T=25^{\circ}\text{C} \\ S=800\text{W}/\text{m}^2 \end{array} \right. [\text{W}]$	160,6	160,2	0,4	0,2%

Os resultados referentes ao erro relativo entre o ponto de operação e o *MPP*, traduzem a eficiência de rastreamento, que novamente assemelham-se bastante aos encontrados quando o conversor Buck foi testado através da mesma técnica.

7.5 TESTES SOB BAIXA RADIAÇÃO

Neste item, será abordado o funcionamento do conversor Boost sob baixa radiação, mediante o emprego das três técnicas de rastreamento apresentadas. O objetivo principal é demonstrar via simulação, que quando a radiação é tal que o ponto de máxima potência não se estabelece na região de operação do conversor, o rastreamento torna-se prejudicado e o ponto de operação passa a ser definido pela interseção das curvas de carga e geração.

Neste âmbito, a *Figura 7-22* traz os resultados referentes a operação do conversor Boost para as condições de radiação e temperatura estabelecidas, respectivamente em $S = 200W / m^2$ e $T = 25^{\circ}C$.

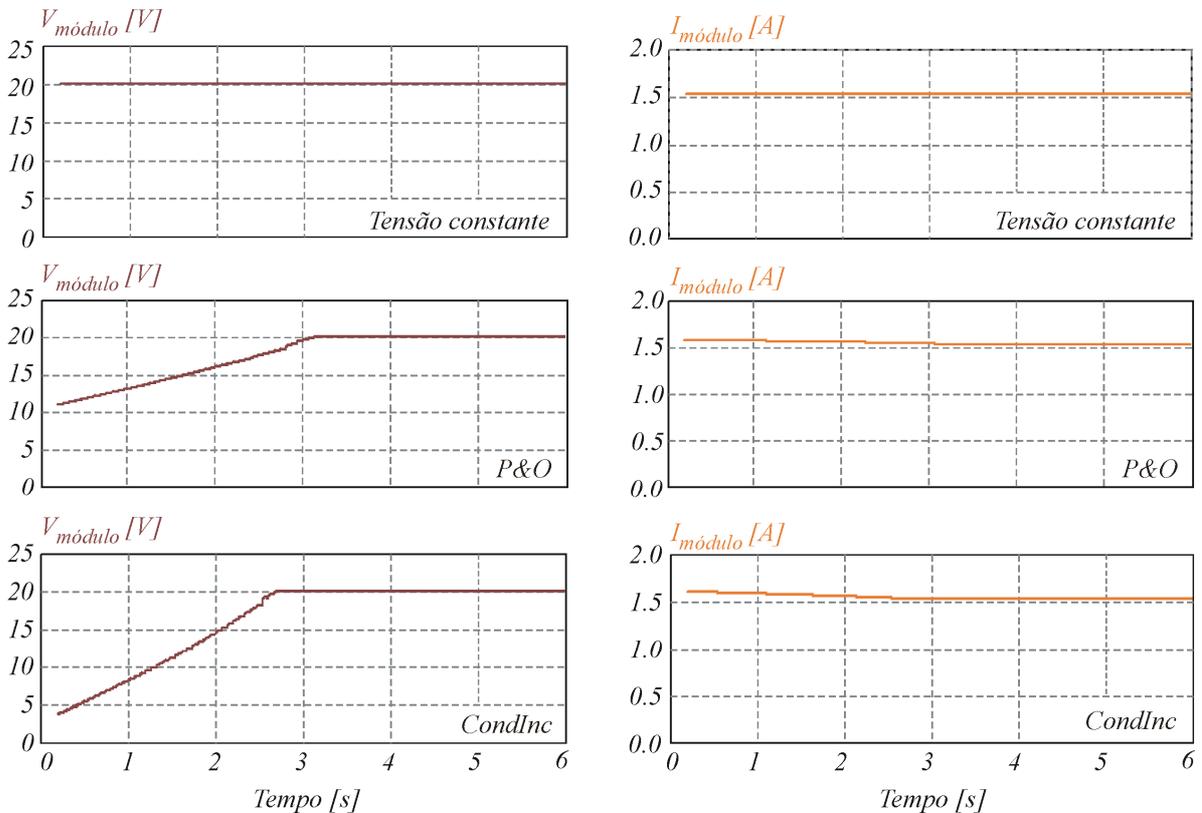


Figura 7-22: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico sob radiação de $S = 200W / m^2$ e temperatura $T = 25^{\circ}C$ para o conversor Boost operando sob as três técnicas de rastreamento estudadas.

Pela análise da referida figura, percebe-se que independentemente da técnica utilizada, a tensão $V_{\text{módulo}} = 20,2V$ e a corrente $I_{\text{módulo}} = 1,52A$ de saída do módulo jamais conseguem se estabelecer no ponto de máxima potência, que para as condições de radiação e temperatura estipuladas, é especificado por: $V_{mp} = 25,5V$ e $I_{mp} = 1,44A$.

Esta condição ocorre devido ao fato de o ponto de máxima potência estabelecer-se, para as dadas condições, na região proibida do conversor.

Um fator importante, que deve ser atentado, refere-se ao fato de o ponto de operação encontrado nas simulações, poder ser facilmente determinado pela leitura do ponto de intersecção da curva de carga (para $D = 0$) com a de geração (para $S = 200W / m^2$ e $T = 25^{\circ}C$), na *Figura 7-15*.

7.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais, que serão apresentados a seguir, foram obtidos através de ensaios práticos, mediante o emprego de um protótipo especialmente desenvolvido e representado na *Figura 7-23*.

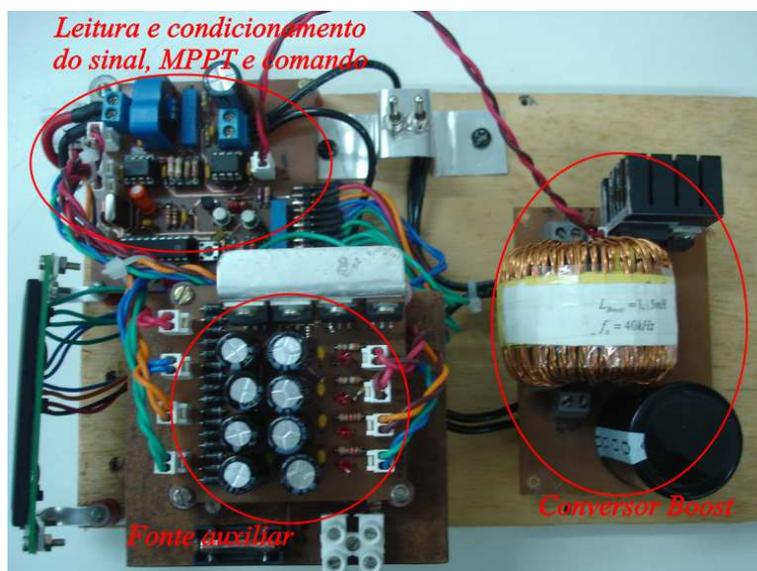


Figura 7-23: Protótipo do conversor Boost.

Os primeiros testes foram realizados com a leitura simultânea da radiação e temperatura na superfície do módulo (através do mini-KLA), além dos valores da tensão $V_{\text{módulo}}$ e corrente $I_{\text{módulo}}$ de saída do módulo fotovoltaico, disponibilizados no *LCD*.

7.6.1 MÉTODO TESTADO: TENSÃO CONSTANTE

Os resultados das medições (denotados por V_{med} , I_{med} e P_{med}) são apresentados na *Figura 7-24* e foram traçados simultaneamente com os resultados alcançados através de simulação (V_{sim} , I_{sim} e P_{sim}) e no *MPP* (V_{mp} , I_{mp} , V_{mp}). Salienta-se, ainda, que os erros relativos entre os respectivos valores da tensão, corrente e potência de saída em relação aos de máxima potência, são denotados por $E(V)$, $E(I)$ e $E(P)$.

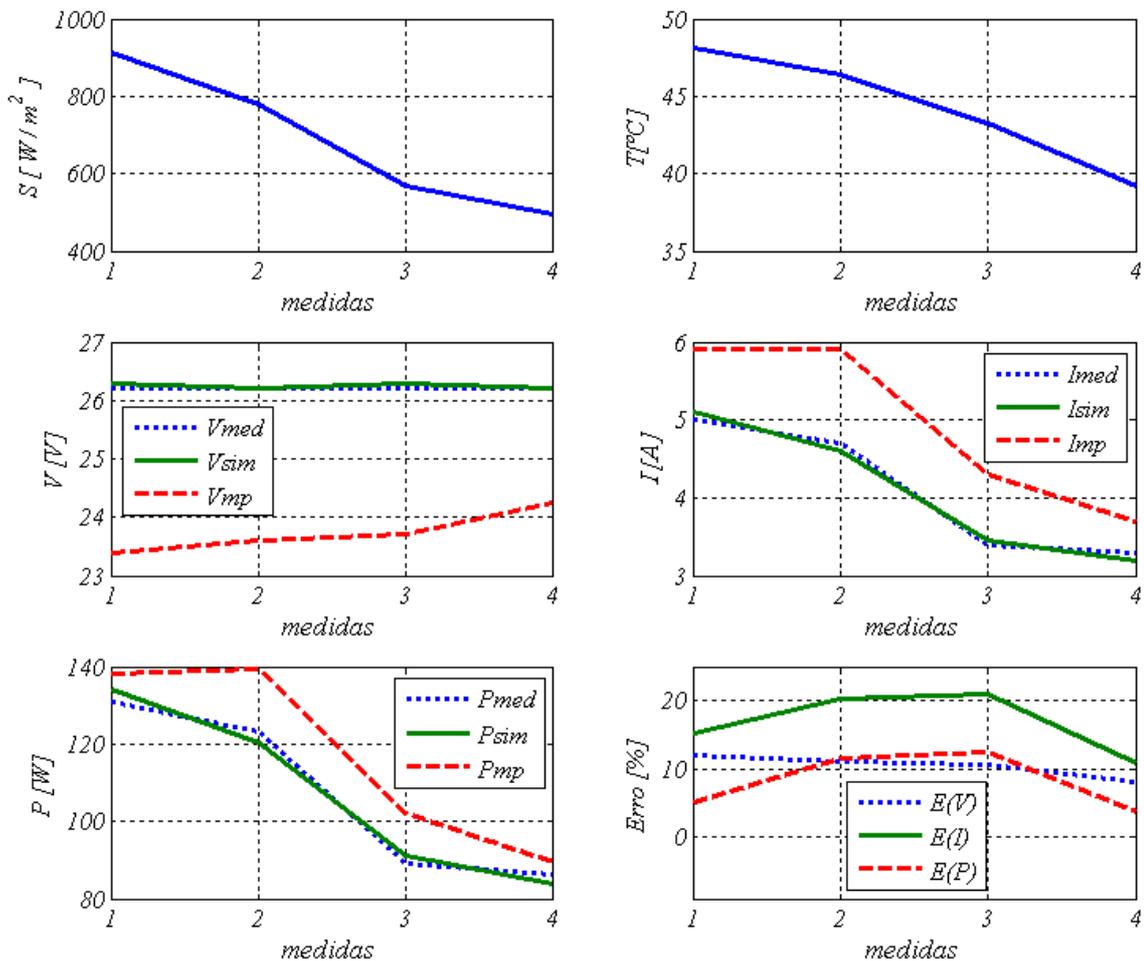


Figura 7-24: Gráficos comparativos entre resultados experimentais, de simulação e no ponto de máxima potência.

Os resultados experimentais obtidos são muito próximos aos encontrados com a simulação do sistema, para as condições de radiação e temperatura estabelecidas. Nota-se que, em todos os casos, os valores medidos, seja para tensão, corrente ou potência, não concordam com os de máxima potência. Este fato ocorre devido à temperatura de operação ao qual o ensaio foi realizado estar bem acima da temperatura de referência.

Para finalizar a análise do método da Tensão Constante, são retratados, na *Figura 7-25* os resultados adquiridos via osciloscópio, trazendo informações referentes à tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico para as condições de $S = 990W / m^2$ e $T = 53^{\circ}C$.

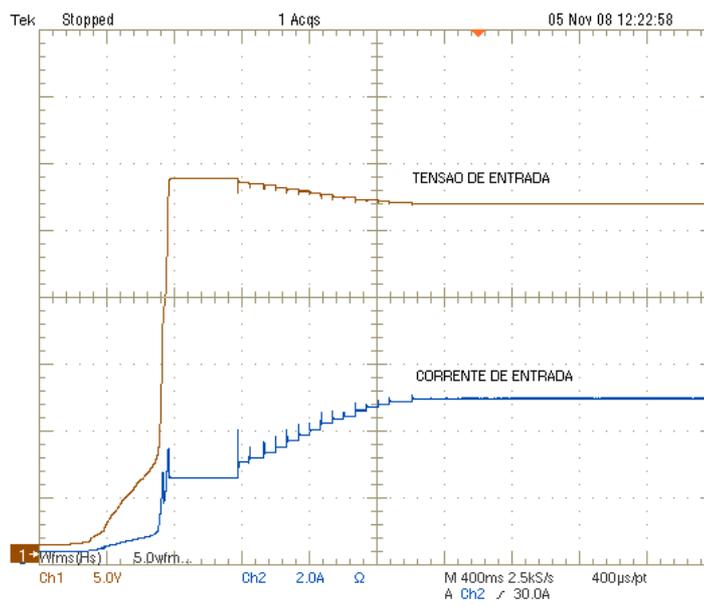


Figura 7-25: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com emprego da técnica da Tensão Constante para $S = 990W / m^2$ e $T = 53^{\circ}C$

De acordo com a *Figura 7-25*, os níveis de tensão, corrente e potência estabelecem-se aproximadamente nos seguintes patamares: $V_{\text{módulo}} = 26,3V$, $I_{\text{módulo}} = 5A$ e $P_{\text{módulo}} = 132W$. Resultados de simulação mostram que, para as dadas condições de temperatura e radiação, a máxima potência gerada seria $P_{mp} = 171,5W$, ou seja, o grampeamento da tensão impõe uma potência cerca de 30% inferior à máxima possível.

7.6.2 MÉTODO TESTADO: P&O

A análise dos resultados experimentais com o emprego da técnica *P&O* será feita de forma análoga à contemplada no item anterior. As curvas experimentais, traçadas concomitantemente às obtidas via simulação, fornecem os resultados ilustrados na *Figura 7-26*.

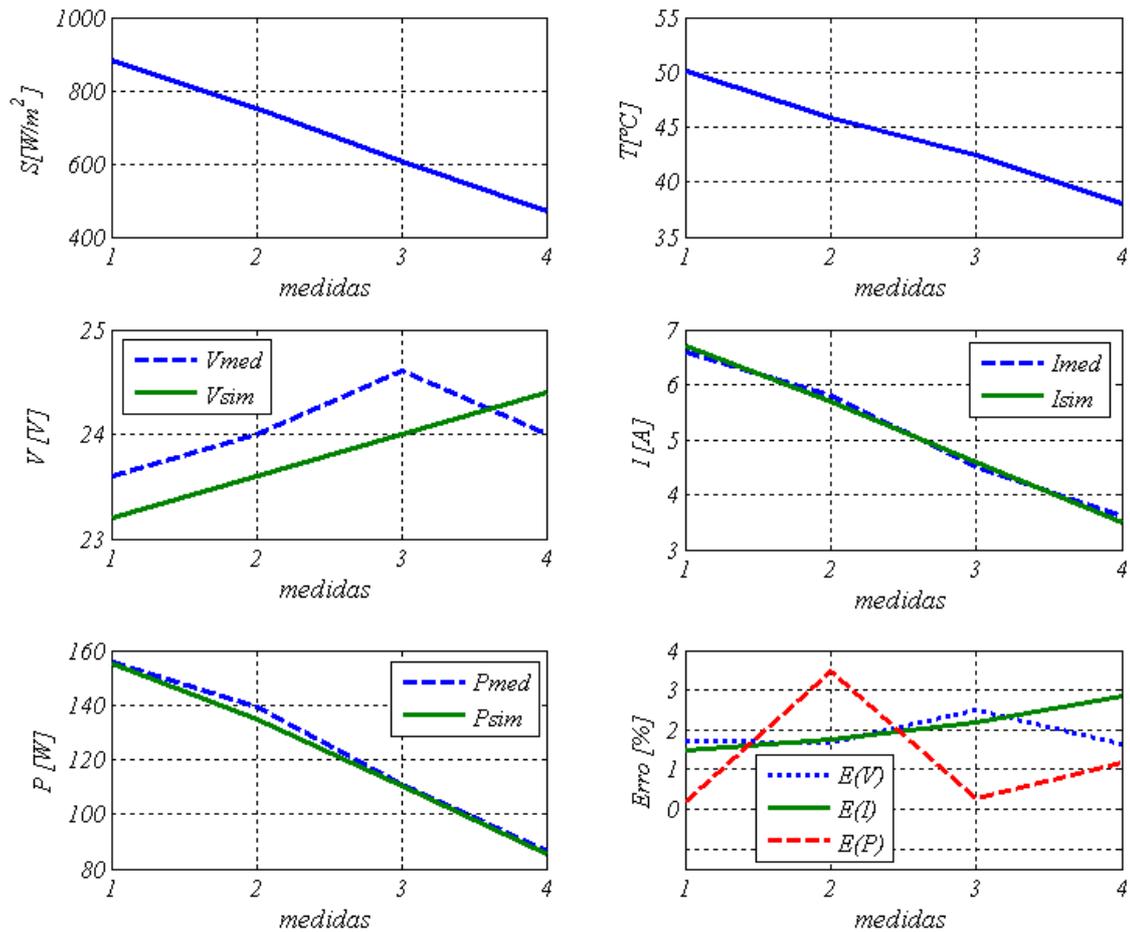


Figura 7-26: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.

A análise dos resultados comprova a ocorrência do rastreamento. Verifica-se a proximidade muito grande entre resultados de simulação e experimentais, de modo que o maior erro associado à potência de saída foi inferior a 4%.

Novamente, sob radiação $S = 930\text{W} / \text{m}^2$ e temperatura $T = 37^\circ\text{C}$ adquiriu-se a forma de onda ilustrada na Figura 7-27, que retrata a tensão, corrente e potência de saída do módulo fotovoltaico, estabelecidas nos seguintes patamares: $V_{\text{módulo}} = 25\text{V}$, $I_{\text{módulo}} = 6,8\text{A}$ e, portanto, $P_{\text{módulo}} = 170\text{W}$. Resultados de simulação comprovam estes dados, já que a potência no *MPP* fica estabelecida no patamar de $P_{mp} = 172\text{W}$. Deste modo, para as dadas condições de radiação e temperatura, o emprego da técnica Perturba e Observa permitiu que o rastreamento fosse realizado com aproximadamente 1% na potência gerada.

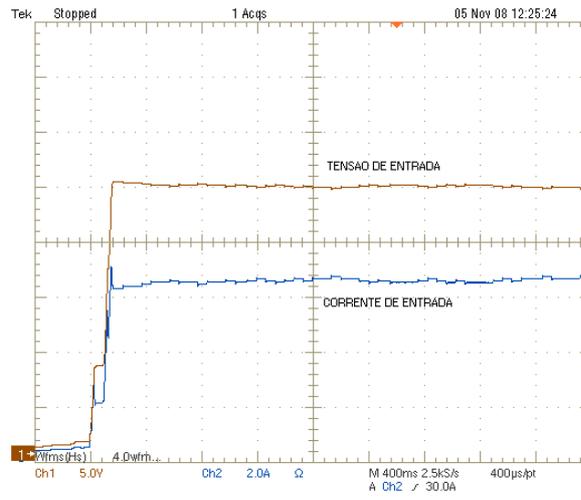


Figura 7-27: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego da técnica P&O, sob temperatura $T = 37^{\circ}\text{C}$ e radiação $S = 930\text{W}/\text{m}^2$.

7.6.3 MÉTODO TESTADO: CONDINC

Para a apresentação dos resultados experimentais referentes ao conversor Boost operando a partir da técnica *CondInc*, introduz-se a Figura 7-28.

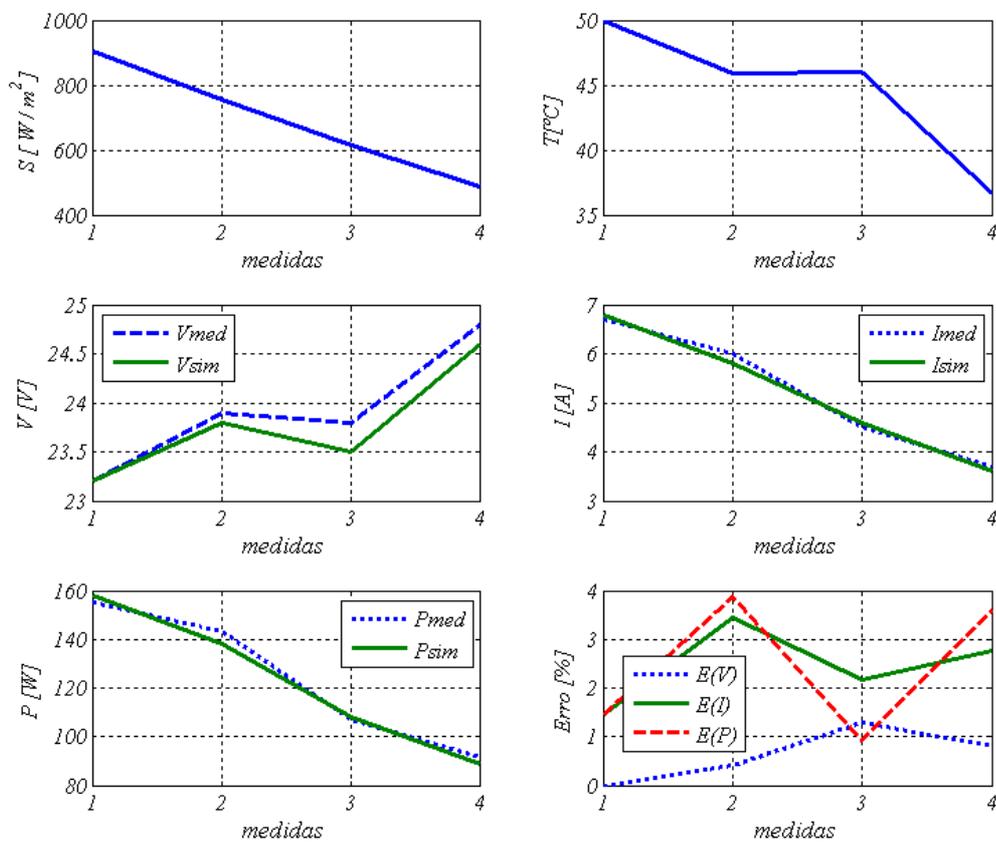


Figura 7-28: Gráficos comparativos entre resultados experimentais e de simulação.

Perante a análise da *Figura 7-28*, nota-se que o rastreamento foi realizado com precisão em relação aos valores teóricos de máxima potência, estabelecidos via simulação, visto que os pontos de operação e no *MPP* são praticamente coincidentes e, o erro máximo, associado à potência, ficou estabelecido abaixo de 4%.

Finalmente, sob $S = 99 \text{ IW} / \text{m}^2$ e $T = 44^\circ \text{C}$, adquiriu-se a forma de onda ilustrada na *Figura 7-29*, que retrata a tensão e a corrente de saída do módulo fotovoltaico.



Figura 7-29: Tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico com o emprego do conversor Boost operando sob a técnica CondInc.

Os patamares de $V_{\text{módulo}} = 23,8 \text{V}$, $I_{\text{módulo}} = 7,6 \text{A}$ e $P_{\text{módulo}} = 18 \text{IW}$, conformam-se com os valores alcançados via simulação, em que se obteve $P_{mp} = 178,7 \text{W}$, acarretando, desta forma, um erro de rastreamento, da ordem de 1,3%.

7.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo, abordou-se o conversor Boost aplicado ao rastreamento de máxima potência de módulos fotovoltaicos, de modo que importantes conclusões puderam ser retiradas.

Em primeiro lugar, verificou-se, através dos ensaios em malha aberta, que a estrutura de potência adequou-se perfeitamente à finalidade proposta, visto a boa conformidade entre os resultados experimentais obtidos e os de simulação.

Quanto à aplicação do conversor ao rastreamento, os resultados também foram positivos: sob a técnica da Tensão Constante, notou-se certa discrepância entre o ponto de



operação e o tido como de máxima potência; contudo, este aparente erro estava previsto em teoria, uma vez que a temperatura de operação do módulo, quando os testes foram realizados, apresentava-se muito acima daquela tomada como referência para determinação da tensão de grampeamento.

Um ponto importante a ser mencionado é o fato de que o prévio conhecimento das características solarimétricas da região onde os módulos serão instalados permitiria um ajuste adequado da tensão de grampeamento, levando em conta a provável temperatura de operação, e não mais a temperatura de referência, como tradicionalmente é feito.

Outra opção, um pouco mais engenhosa, consiste na medição da temperatura, através de um termopar, por exemplo, de modo a se compensar a tensão de grampeamento para cada valor específico de temperatura.

Referindo-se ao emprego da técnica *P&O*, novamente houve o casamento entre os resultados de simulação e os experimentais, fato este evidenciado nos baixos erros relativos entre ambas as grandezas. Cabe salientar que, conforme havia sido inúmeras vezes mencionado, a técnica Perturba e Observa causa as inconvenientes oscilações da tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico.

Quando a técnica da Condutância Incremental foi aplicada, verificou-se que o rastreamento também se sucedeu adequadamente, entretanto, neste caso, as oscilações, sob radiação e temperatura constantes, são inexistentes.

Ainda, é importante mencionar o fato de que, do ponto de vista estático, conforme pôde ser verificado nas tabelas que trouxeram os erros relativos entre o ponto rastreado e de máxima potência, os métodos *P&O* e *CondInc* são muito similares. A diferença entre elas mostra-se nos quesitos velocidade de rastreamento e oscilações em regime permanente.

Ainda, é importante citar a limitação do conversor Boost, que torna-se incapaz de buscar o ponto de máxima potência sob baixas radiações, conforme havia sido previsto pela teoria previamente apresentada e comprovada, durante as simulações.

Nota-se ainda, que como os limites do ângulo que determina a região de operação do conversor Boost depende da resistência de carga conectada ao mesmo, a simples mudança da carga pode levar a situações em que o *MPP* não será encontrado, mesmo sob radiações elevadas.



CONCLUSÃO GERAL

O objetivo principal deste trabalho foi apresentar um sistema para rastreamento de máxima potência de módulos solares fotovoltaicos, de maneira que estes dispositivos viessem a atuar sempre com máxima eficiência, independentemente da radiação, temperatura e carga conectada em seus terminais.

O trabalho teve início, no primeiro capítulo, com a breve apresentação de uma revisão histórica, abrangendo a evolução dos materiais que constituem as células fotovoltaicas, as eficiências de conversão, os custos associados e o aumento da produção, desde as primeiras pesquisas até os dias atuais.

O estudo dos módulos fotovoltaicos, propriamente ditos, iniciou-se pela abordagem de alguns conceitos fundamentais para que pudessem ser modelados, no segundo capítulo. Além do princípio fotovoltaico, que serviu de pilar para a obtenção dos circuitos elétricos equivalentes e do modelo do módulo fotovoltaico destinado à simulação, foram estudados os conceitos de radiação, temperatura e massa de ar, ficando estabelecido que variações de radiação alteram significativamente a corrente de saída, enquanto variações de temperatura se fazem sentir na tensão de saída do módulo fotovoltaico. Ainda, foram abordadas as condições padrões de teste (STC), que se referem ao conjunto de condições definidas pelos fabricantes para realização dos ensaios que permitem a caracterização dos parâmetros elétricos de um módulo fotovoltaico e, finalmente, fez-se a distinção entre célula, módulo e arranjo fotovoltaicos.

O terceiro capítulo foi iniciado pela obtenção do circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica e, após o estudo e simplificações para associá-las em série e paralelo, a teoria foi expandida para obtenção dos circuitos elétricos equivalentes dos módulos e arranjos fotovoltaicos. Mediante as análises realizadas, percebeu-se que os circuitos elétricos encontrados somente são válidos se todos os elementos associados (sejam células ou módulos) forem idênticos; em outras palavras, os circuitos elétricos equivalentes encontrados representam os dispositivos reais associados somente se estes dispuserem das

mesmas especificações elétricas.

Uma vez estabelecido o circuito elétrico equivalente do módulo fotovoltaico, partiu-se à modelagem matemática do mesmo, contemplada ainda no terceiro capítulo. Este procedimento permitiu o desenvolvimento de uma expressão condizente à corrente de saída do módulo fotovoltaico em função da tensão disponível em seus terminais, tendo como parâmetros, além das informações contidas nos catálogos do fabricante do módulo modelado, as grandezas radiação e temperatura. A comparação das curvas teóricas $I \times V$ com as obtidas experimentalmente validou o modelo proposto, visto a quase superposição dos resultados.

Para a aplicação em simulações onde o módulo está interligado a circuitos eletrônicos, elaborou-se uma versão do modelo, através de diagrama de blocos, destinada ao programa *PSIM*. Este fato culminou na primeira contribuição do trabalho, já que até então, os modelos de módulos fotovoltaicos utilizados em simulações eram demasiadamente simplificados e, sequer, permitiam analisar as influências da radiação e temperatura em grandezas como tensão e corrente.

No quarto capítulo, deu-se início ao estudo dos conversores CC-CC aplicados ao rastreamento de máxima potência e aos algoritmos empregados para controlar tais conversores. Foi desenvolvido todo estudo teórico que permitiu levantar as características dos conversores CC-CC Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta, como rastreadores de máxima potência, em que foram definidas duas regiões: a primeira, denominada região de operação e, a segunda, região proibida. Estudos direcionados ao conversor Buck mostraram que a região de operação do mesmo enquadra-se no intervalo $0^\circ < \theta_{Rei}(D) < \text{atan}(1 / R_{carga})$ enquanto, para o conversor Boost, a situação é complementar, ou seja, $\text{atan}(1 / R_{carga}) < \theta_{Rei}(D) < 90^\circ$. Resultados de simulação mostraram que quando o ponto de máxima potência não se enquadra nos referidos intervalos, o rastreamento não ocorre; deste modo, a determinação da região de operação pode ser tomada como critério para determinar o melhor conversor a ser utilizado, em virtude do deslocamento do ponto de máxima potência com as mudanças climáticas.

Outros aspectos importantes abordados no quarto capítulo condizem às técnicas de rastreamento. Após terem sido levantadas as principais, as três julgadas mais importantes foram selecionadas: técnica da Tensão Constante, técnica Perturba e Observa e técnica da



Condutância Incremental. O estudo aprofundado de cada uma delas, visando estabelecer vantagens e desvantagens de uma em relação às outras, conduziu a algumas conclusões importantes: o método da Tensão Constante, que grampeia a tensão de saída do módulo fotovoltaico, mostrou-se adequado somente quando a temperatura de operação do módulo fotovoltaico não se altera muito em relação à temperatura para qual a tensão de grampeamento foi escolhida.

No caso específico estudado, a tensão de grampeamento foi arbitrada na temperatura de referência $T^{ref} = 25^{\circ}C$; contudo, como nas realizações experimentais a temperatura de operação foi muito superior, estabelecendo-se entre $35^{\circ} < T < 60^{\circ}$, o erro de rastreamento foi acentuado. Como sugestões para melhorar o método da Tensão Constante, propõem-se a realização do grampeamento da tensão, para garantir a máxima transferência de potência, sob temperaturas mais elevadas ou medir, através de termopares, a temperatura de superfície do módulo e compensar a tensão de grampeamento para cada valor diferente de temperatura.

Quando a técnica Perturba e Observa foi empregada, verificou-se uma razoável melhora na busca pelo ponto de máxima potência, principalmente sob temperaturas elevadas, em relação à técnica da Tensão Constante. Contudo, não obstante, este método causou oscilações em regime permanente na tensão e corrente de saída do módulo, mostrando-se extremamente sensível às variações de radiação, chegando, algumas vezes, a perder-se durante o rastreamento.

A conclusão que pode ser tirada da comparação entre o método da Tensão Constante e Perturba e Observa é a seguinte: quando a temperatura é elevada e a radiação estável (sem nuvens) a técnica Perturba e Observa torna-se mais eficiente, rastreando o ponto de máxima potência e permanecendo nele. Quando a temperatura é baixa, próxima da de referência, independentemente dos níveis de radiação, a técnica da tensão constante mostra-se mais eficiente e, por fim, quando a temperatura é elevada e a radiação oscilante, ambos os métodos são imprecisos, fixando-se longe do ponto de máxima potência (Tensão Constante) ou se perdendo na busca por este ponto (Perturba e Observa).

O método da Condutância Incremental mostrou-se o mais eficiente para as aplicações necessárias. Independentemente das condições de radiação e temperatura, a técnica permitiu o rastreamento com sucesso, estabelecendo o ponto de máxima potência, ou buscando-o com rapidez, quando variações de radiação ocorriam.

Por fim, no quinto, sexto e sétimo capítulos, atentou-se ao desenvolvimento de todos os circuitos auxiliares e de potência para construção de um protótipo. Foram realizados ensaios em malha aberta para os conversores Buck e Boost e, na seqüência, foram realizados testes com ambos os conversores operando na busca pelo ponto de máxima potência.

Um detalhe importante refere-se à observação da má operação do conversor Boost sob baixas radiações, visto a alocação do ponto de máxima potência fora de sua região de operação. Sob qualquer outra circunstância, os resultados obtidos por simulações e ratificados na prática foram muito semelhantes, de forma a concluir-se que: se as condições de radiação, temperatura e carga garantem a atuação do conversor CC-CC dentro da região de operação, o rastreamento de máxima potência ocorre de maneira muito similar para os conversores Buck e Boost.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BECQUEREL, E. *Memoires sur les effets electriques produits sous l'influence des rayons. Action de la radiation sur les lames mettaliques. Comptes Rendues* 9, 1839, pp. 561.
- [2] ADAMS, W.G.; DAY, R.E., The action of light on selenium, *Proceedings of the Royal Society*, A25, 1877, pp. 113 – 117.
- [3] O Material Silício. Disponível em: “<http://qnesc.s bq.org.br/online/qnesc14/v14a12.pdf>”. Data da consulta: 15/09/2008.
- [4] VELLÊRA, A. M.; BRITO, M. C. *Meio Século de História Fotovoltaica*. Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa. Lisboa, 2004.
- [5] BRITO, M. C.; SERRA, M. J. *Células Solares para a Produção de Energia Elétrica*. Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa. Lisboa, 2005.
- [6] MATOS, F. B.; CAMACHO, J. R. *Simulação da Influência dos Diferentes Tipos de Dopantes no Comportamento da Homojunção de Células Fotovoltaicas de Silício*. Universidade Federal de Uberlândia-MG, Brasil, 2008.
- [7] Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior: *Tecnologia fotovoltaica: qual o tamanho da oportunidade para os fabricantes de equipamentos?* Disponível em: “<http://www.suframa.gov.br/minapim/news/visArtigo.cfm?Ident=336&Lang=BR>”. Data da consulta: 08/08/2008.
- [8] Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito (CRESESB). *Energia Solar. Princípios e Aplicações*. Disponível em: “www.cresesb.cepel.comn.br”. Data da consulta: 07/06/2008.
- [9] FRAIDENRAICH, N. et al. *Análise Prospectiva da Introdução de Tecnologias Alternativas no Brasil. Tecnologia Solar Fotovoltaica*. Grupo de Pesquisas em Fontes Alternativas de Energia – Grupo FAE, UFPE.
- [10] Informativo CRESESB: *Células Solares Fotovoltaicas de nova geração desenvolvidas pela USP*. Disponível em: “http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Info9_pag16-17.pdf”. Data da consulta: 14/10/2008.
- [11] ABREU, R. A. S. *Caracterização Elétrica de Células Solares de Tripla Junção – GaInP/GaAg/Ge*. São José dos Campos, SP - Brasil, 2006. Dissertação (Mestrado em Ciência da Tecnologia de Materiais e Sensores) – Instituto Nacional de Pesquisas Especiais – INPE.
- [12] Instituto Prometheus. Disponível em: “<http://www.prometheus.org/>”. Data da consulta: 29/07/2007.
- [13] Portal Solarbuzz: *Solar Module Retail Price Index 125 Watts and Higher*. Disponível em: “<http://www.solarbuzz.com/>”. Data da consulta: 05/10/2008.
- [14] SEDRA, S. A; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. Person Education do Brasil. 4ª edição. São Paulo, 2000, pp. 131-136.
-
-

-
- [15] Física Moderna. *Teoria da Dualidade Onda Partícula*. Disponível em: "http://www.if.ufrgs.br/tex/fis142/fismod/mod06/m_s05.html". Data da consulta: 14/05/2008.
- [16] Organização Mundial de Meteorologia. Disponível em: "<http://www.wmo.int>". Data da consulta: 10/11/2008.
- [17] Solar Spectra Air Mass: Disponível em: "www.astm.org". Data da consulta: 19/09/2008.
- [18] 2000 ASTM Standard Extraterrestrial Spectrum Reference E-490-00: Disponível em: "<http://rredc.nrel.gov>". Acessado em 14/04/2008.
- [19] PATEL, M. R. *Wind and Solar Power Systems*. CRC Press - New York, 1999.
- [20] Folha de dados referente ao módulo fotovoltaico *KC200GT* da Kyocera Solar do Brasil. Disponível em: "<http://www.partsonsale.com/KC200GT%5B1%5D.pdf>." Data da consulta 03/09/2008.
- [21] Kyocera Solar do Brasil. *Manual de Treinamento de Energia Solar Fotovoltaica para Clientes e Distribuídos Kyocera*. Catálogo requerido ao fabricante.
- [22] Kyocera Solar do Brasil. *Características de Módulos Fotovoltaicos*. Disponível em: "<http://www.kyocerasolar.com/pdf/catalog/modules.pdf>." Data da consulta: 03/04/2008.
- [23] FARRET, F. A. SIMÕES, G. M. *Integration of Alternative Source of Energy*. Wiley Interscience, Canadá, 2006, pp. 129-145.
- [24] RODRIGUEZ, C; AMARATUNGA, G. A. J. *Analytic Solution to the Photovoltaic Maximum Power Point Problem*. IEEE Transactions on Circuits and systems. Vol. 54, N° 9, 2007.
- [25] DONDI, D. Et al. *Modeling Optimization of a Solar Energy Harvester System for Self-powered Wireless Sensor Networks*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.55, N° 7, 2008.
- [26] MOTA, N. et al. *Validação experimental de modelos de Células Fotovoltaicas*. Lisboa, 2005.
- [27] CASTRO, R. *Introdução à Energia Fotovoltaica. Energias Renováveis e Produção Descentralizada*. Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2002.
- [28] WALKER G. *Evaluating MPPT Converter Topologies Using a MATLAB PV Model*. Journal of Electrical & Electronics Engineering, vol. 21, no. 1, pp. 49-56, 2001.
- [29] FRY, B. *Simulation of Grid-Tied Building Integrated Photovoltaic Systems*. University of Wisconsin – Madison, College of Engineering's Solar Energy, Lab (SEL), Msc Thesis, 1998.
- [30] Handy, R. J. *Theoretical Analysis of the Series Resistance of a Solar Cell*. Solid State Electronics, Vol 10, 1967, p. 765.
- [31] BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Básicos não Isolados*. Edição dos Autores. Florianópolis, SC - Brasil, 2000.
- [32] Energias Renováveis: Disponível em: "<http://e-lee.ist.utl.pt>". Data da consulta: 11/08/2008.
- [33] PETRONE, G. et al. *Reliability Issues in Photovoltaic Power Processing Systems*. IEEE
-



Transactions on Industrial Electronics, Vol 55, N° 7, 2008.

[34] SAADI, A.; MOUSSI A. *Neural Network Use in the MPPT of Photovoltaic Pumping System*. Institut of Electrotechnics, University of Mohamed Kheider Biskra, Algeria, 2003.

[35] TARIQ, A.; ASGHAR, J. M. S. *Development of an Analog Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Panel*. IEEE PEDS, 2005.

[36] SHORNARDIE, M. F et al. *Photovoltaic System Interconnected to the Grid with Active and reactive power control*. VIII Conferência Internacional de aplicações Industriais. Poços de Caldas, 2008.

[37] PANDLEY, A. et al. *A Simple Single-Sensor MPPT Solution*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 2, 2007.

[38] CORRÊA, T. P. *Desenvolvimento de um Sistema de Bombeamento Fotovoltaico com Maximização das Eficiências do Arranjo Fotovoltaico e do Motor Elétrico*. Dissertação (Mestrado em engenharia Elétrica). Universidade Federal de Minas Gerais, Agosto de 2008.

[39] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Eletronics*. University of Colorado Boulder, Co.

[40] EPCOS. Snap in Capacitors. Disponível em: "www.epcos.com". Data da Consulta: 29/09/2008.

[41] JÚNIOR, A. P. *Eletrônica Analógica. Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. 6ª edição. Bookman, 2003, pp. 62-63.

[42] BARBI, I. *Eletrônica de Potência. Projetos de Fontes Chaveadas*. Edição do autor, Florianópolis, 2001.

[43] MARTINS, D. *Eletrônica de Potência. Semicondutores de Potência Controlados, Conversores CC-CC Isolados e Conversores CC-CC a Tiristor (Comutação Forçada)*. Edição do autor, Florianópolis, 2000.

[44] MARTIGNONI, A. *Transformadores*. Editora Globo. Porto Alegre, 1977.

[45] SERA D. et al. *Optimized Maximum Power Point for Fast-Changing Environmental Conditions*. IEEE Transactions On Industrial eletronics, Vol. 55. N° 7, 2008.

[46] GULES, R. et al. *A Maximum Power Point Tracker System With Parallel Connection for PV Stand-Alone Applications*. IEEE Transactions On Industrial eletronics, Vol. 55. N° 7, 2008.

[47] Rüter, R. *Edifícios Fotovoltaicos. O potencial da Geração Fotovoltaica Integrada a Edificações Urbanas e Interligada à Rede Elétrica Pública no Brasil*. Editora da UFSC, Florianópolis, SC-Brasil, 2004.

[48] Instituto nacional de Meteorologia (INMET), Laboratório de Energia Solar (EMC/UFSC). *Atlas de Irradiação Solar do Brasil. 1ª versão para irradiação global derivada de satélite e validade na superfície*. Brasília – DF, Brasil, 1998.

[49] GREEN, A. M. *Sollar Cells. Operating Principles, Technology, and System Applications*. Prentice Hall, 1981.

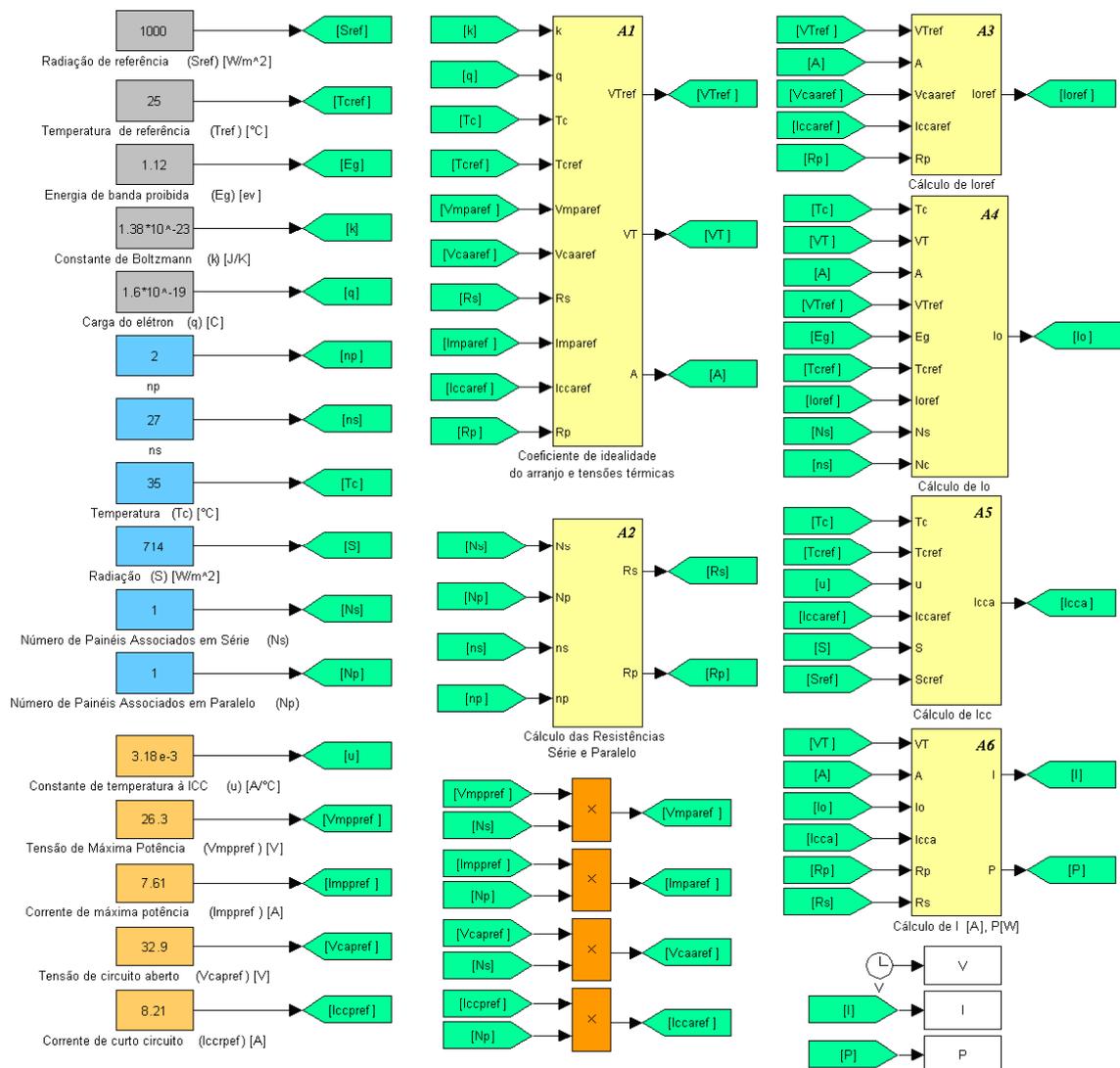


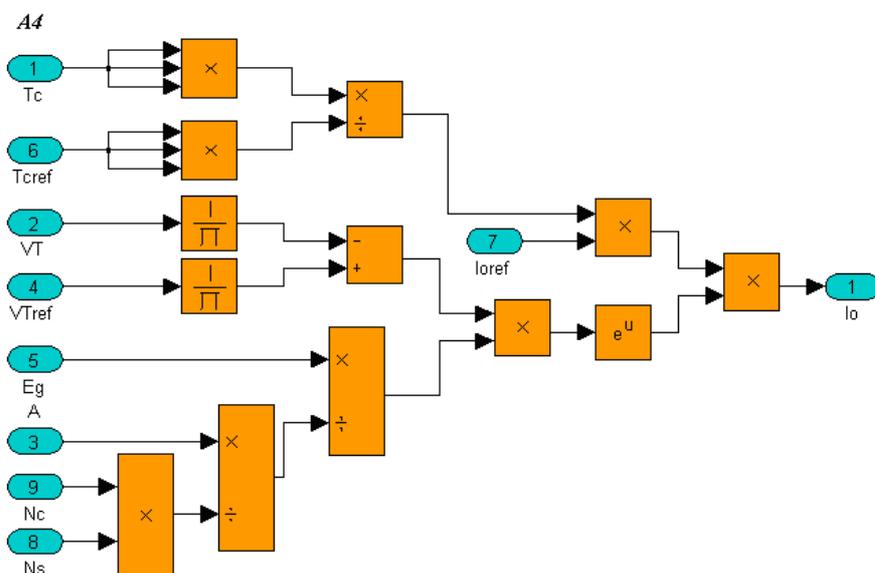
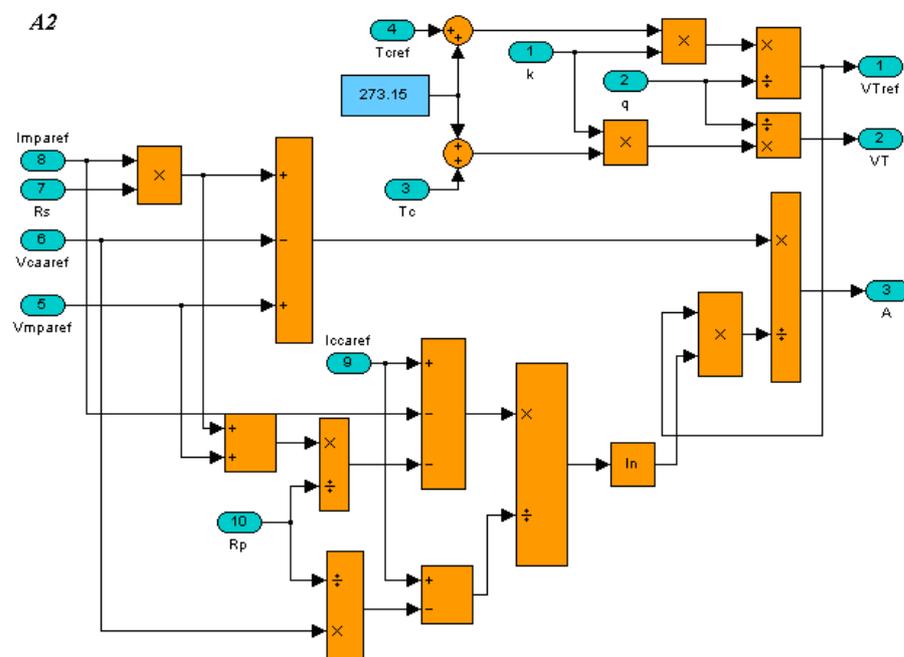
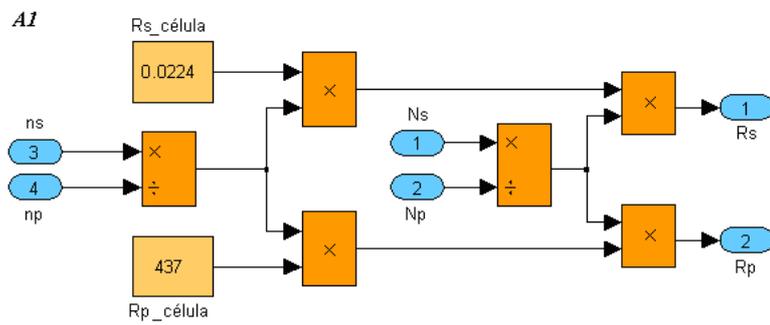
I APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS DO MODELO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

O presente Apêndice retrata os modelos desenvolvidos para o módulo fotovoltaico disponíveis para o Aplicativo *SIMULINK* e para o programa *PSIM*. Serão apresentados todos os blocos construtivos para que possam ser reproduzidos facilmente a partir deste documento.

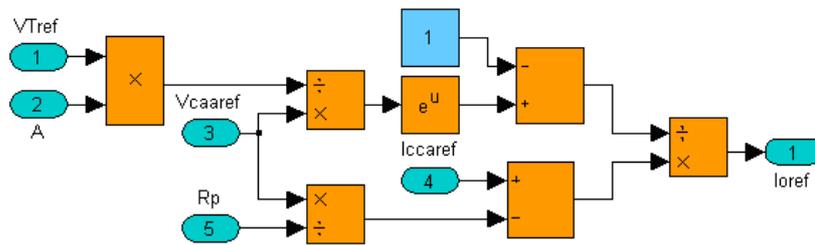
I.I MODELO DESENVOLVIDO PARA O APLICATIVO *SIMULINK*

O modelo desenvolvido no *SIMULINK* permite a obtenção da característica $I \times V$ e $P \times V$ do módulo ou arranjo fotovoltaico sob qualquer condição de radiação e temperatura

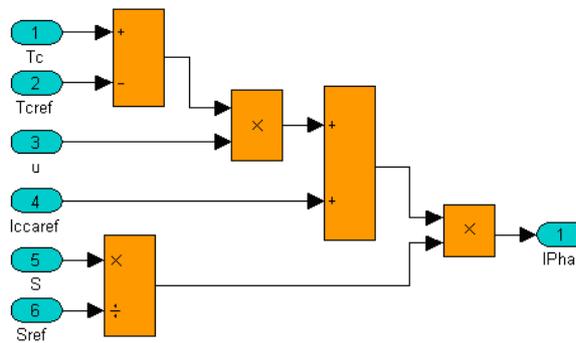




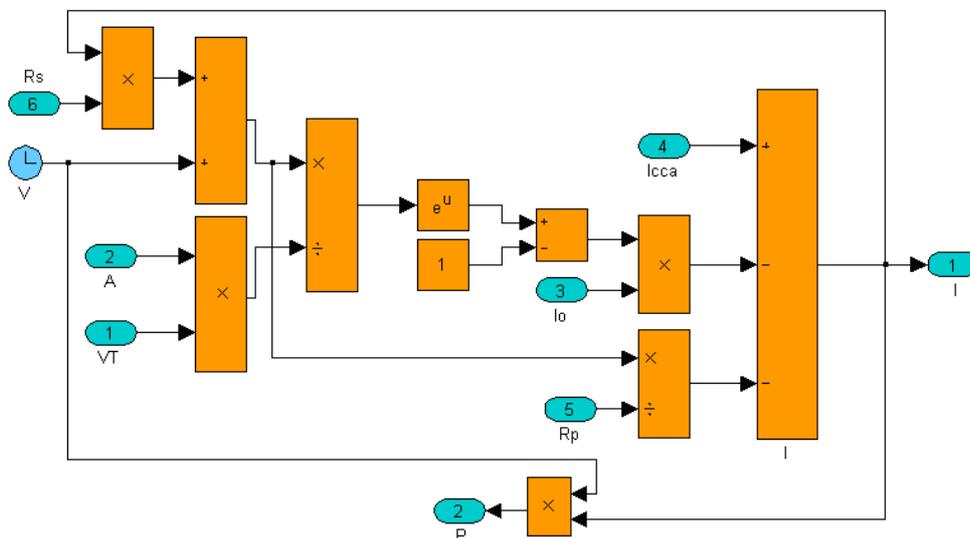
A3



A5

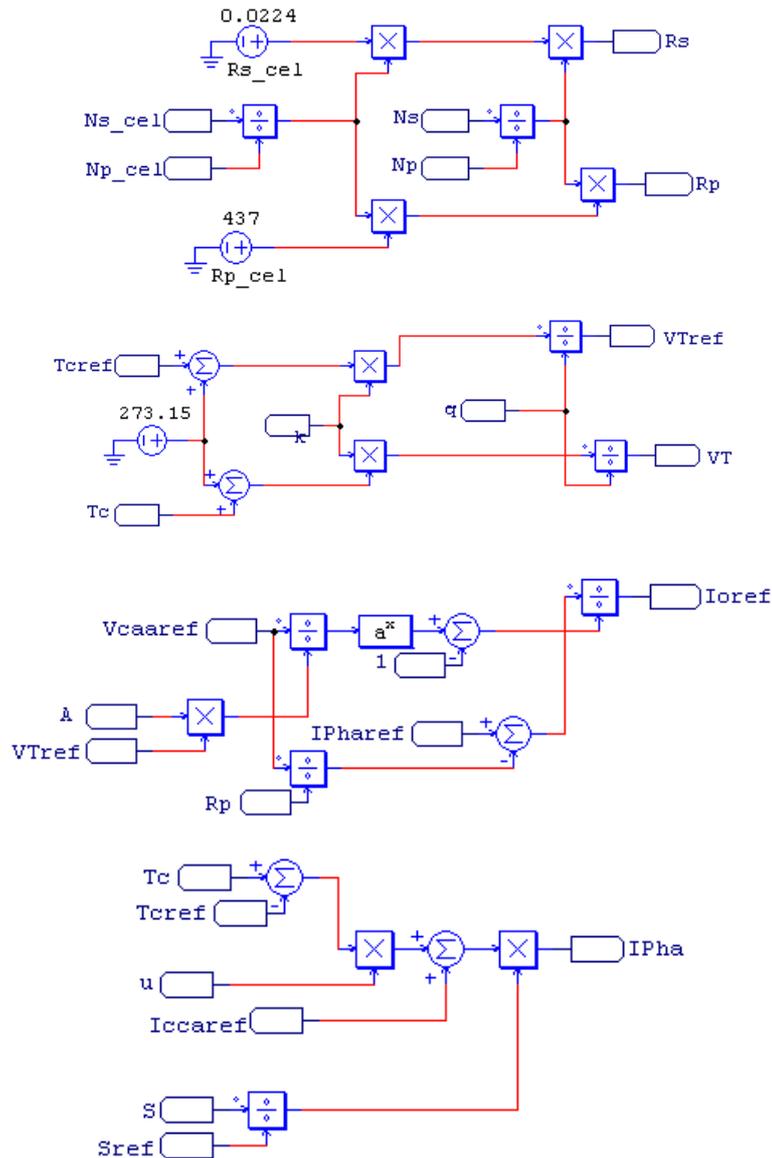
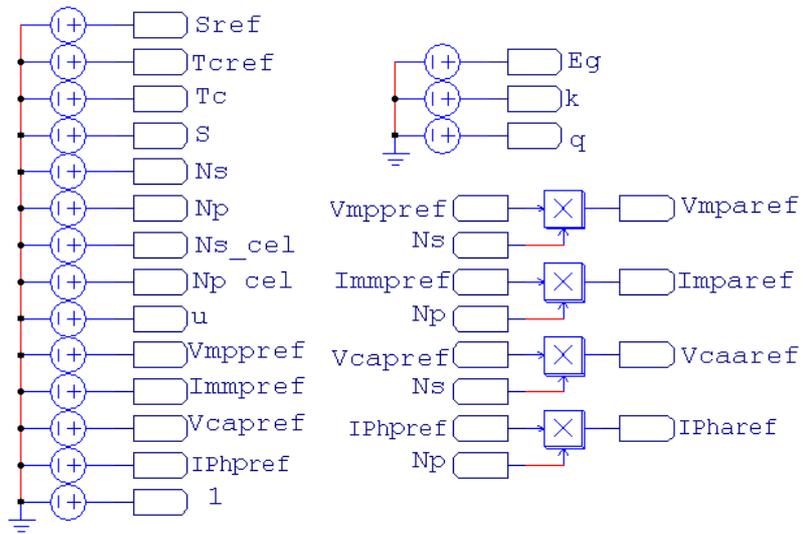


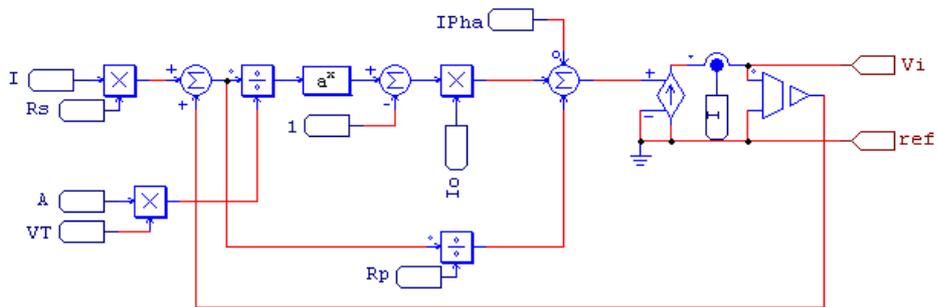
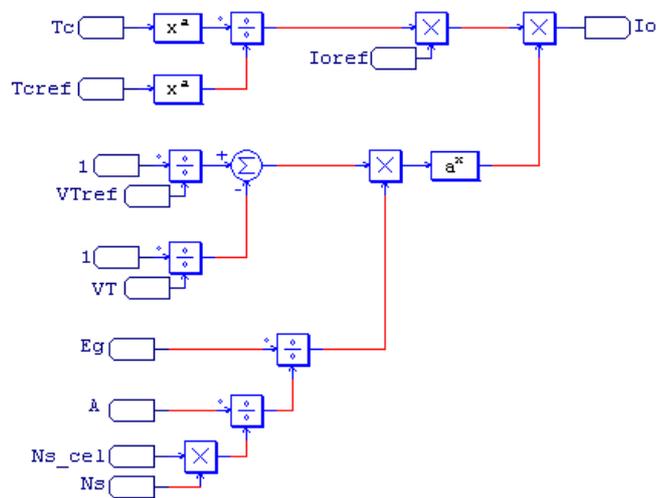
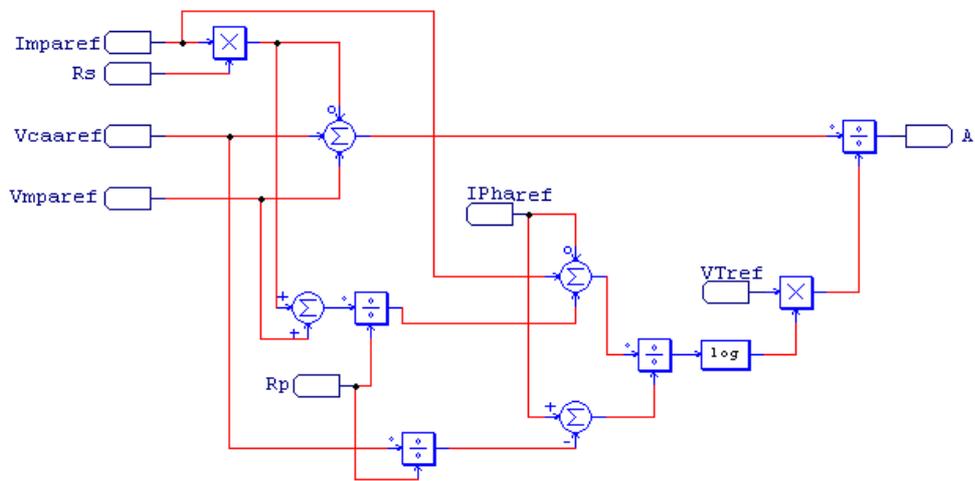
A6



I.II MODELO DESENVOLVIDO PARA O PROGRAMA *PSIM*

O modelo desenvolvido para o programa *PSIM* permite que o módulo ou arranjo fotovoltaico seja simulado juntamente com outros circuitos eletrônicos.







II APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE: MÉTODO DA TENSÃO CONSTANTE

```
1: /*****
2: /* DESCRIÇÃO: Método da Tensão Constante
3: /* CPU: PIC18F1320.
4: /* AUTORES: Filipe M. Concer, Lisandra Kittel Ries, Roberto Francisco
5: /*****
6:
7: #opt 11 // Otimização do código fonte
8: #include "mpp5.h"
9: #include "lcd_optimo.c"
10:
11: #define Vmax 5 // definição dos limites do pwm
12: #define Vmin 0
13:
14: /*****
15: // Declaração das variáveis
16: /*****
17:
18: int16 a,b;
19: int k=0;
20: float V=0.0, I=0.0, P=0.0, Vref=3.6, step, Vme=0.0, Ime=0.0;
21: int8 duty=0;
22:
23:
24: /*****
25: // Programação
26: /*****
27:
28: void main()
29: {
30:     setup_adc_ports(sAN2|sAN3|VSS_VDD);
31:     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32|ADC_TAD_MUL_6);
32:     setup_wdt(WDT_OFF);
33:     setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);
34:     setup_timer_1(T1_DISABLED);
35:
36:     //timer 2 = (1/20000000)*4*1*125 = 25us (f=40khz)
37:     setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 125, 1);
38:     setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
39:
40:     // Configura CCP1 como PWM Half Bridge
41:     setup_ccp1(CCP_PWM_HALF_BRIDGE|CCP_PWM_H_H);
42:     setup_oscillator(False);
43:     set_tris_b(0b00000000); //Portas B2 e B3 como saída
44:
45:     lcd_ini(); // Inicializa o LCD
46:
47:
48:     while(TRUE)
49:     {
50:         if (k==15){
51:             V=(Vme/15); //media da tensão
52:             I=(Ime/15); //media da corrente
53:
54:             //Atualiza o LCD
55:             printf(lcd_escreve, "\fv=%2.1fv I=%1.1fA \n P=%2.1fW ", V, I, P);
56:             Vme=0;
57:             Ime=0;
58:             k=0;
59:         }
60:
61:         Vme=Vme+V; //acumulo da tensão
62:         Ime=Ime+I; //acumulo da corrente
63:         k=k+1; //timer do display
64:
65:         set_adc_channel(2);
66:         delay_us(50);
67:         a = read_adc();
```



```
68:     V = (float)a * 36.55/1023; //leitura da tensao
69:
70:     set_adc_channel(3);
71:     delay_us(50);
72:     b = read_adc();
73:     I = (float)b * 8.21/1023; //leitura da corrente
74:
75:     P=V*I;                //Calculo da Potencia
76:
77:     step=abs(3.59-V)/10;  //Calculo do passo
78:
79:     if(V>3.59) {
80:         Vref=Vref+step;
81:     }
82:     else{
83:         Vref=Vref-step;
84:     }
85:
86:     if (Vref>Vmax) Vref=Vmax; //Verificao dos limites do pwm
87:     if (Vref<Vmin) Vref=Vmin;
88:
89:     delay_ms(66); //atraso p/ obter frequ. de aprox. 15 HZ
90:
91:     duty = (Vref/Vmax)*125; // atualizacao da nova razao ciclica
92:     set_pwm1_duty(duty);
93: }
94:
95: }
96:
97:
98:
99:
100:
```

III APÊNDICE C – CÓDIGO FONTE: MÉTODO PERTURBA E OBSERVA

```
1: /*****
2: /* DESCRIÇÃO: Método Perturba e Observa
3: /* CPU: PIC18F1320.
4: /* AUTORES: Filipe M. Concer, Lisandra Kittel Ries, Roberto Francisco
5: /*****
6:
7: #opt 11 // Otimização do código
8: #include "mpp5.h"
9: #include "lcd_optimo.c"
10:
11: #define deltaV 0.03 //definição do passo
12: #define Vmax 5 // definição dos limites
13: #define Vmin 0
14:
15: /*****
16: // Declaração das variáveis
17: /*****
18:
19: int16 a,b;
20: int k=0;
21: float V=0.0, I=0.0, P=0.0, Pn, Vref=2.5, Vme=0, Ime=0, Vrefk=2.6, dV;
22: int8 duty=0;
23:
24: /*****
25: // Programa
26: /*****
27:
28: void main()
29: {
30:     setup_adc_ports(sAN2|sAN3|VSS_VDD);
31:     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32|ADC_TAD_MUL_6);
32:     setup_wdt(WDT_OFF);
33:     setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);
34:     setup_timer_1(T1_DISABLED);
35:
36:     //timer 2 = (1/20000000)*4*1*125 = 25us(f=40khz)
37:     setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 200, 1); //linha para teste no proteus
38:
39:     setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
40:
41:     //Configura CCP1 como PWM Half Bridge
42:     setup_ccp1(CCP_PWM_HALF_BRIDGE|CCP_PWM_H_H);
43:
44:     set_pwm1_duty(0);
45:     setup_oscillator(False);
46:     set_tris_b(0b0000000); //Porta B2 como saída
47:
48:     lcd_ini(); // Inicializa o LCD
49:
50:     while(TRUE)
51:     {
52:         if (k==15){
53:             V=(Vme/15); //media da tensão
54:             I=(Ime/15); //media da corrente
55:
56:             //Atualiza o LCD
57:             printf(lcd_escreve, "\fv=%2.1fv I=%1.1fa \n P=%2.1fw ",V,I,P);
58:             Vme=0;
59:             Ime=0;
60:             k=0;
61:         }
62:
63:         k=k+1; //timer do display
64:         Vme=Vme+V; //acumulo da tensão
65:         Ime=Ime+I; //acumulo da corrente
66:
67:         set_adc_channel(2);
```

```

68:     delay_us(50);
69:     a = read_adc();
70:     V = (float)a * 36.55/1023; //leitura da tensao
71:
72:     set_adc_channel(3);
73:     delay_us(50);
74:     b = read_adc();
75:     I = (float)b * 8.21/1023; //leitura da corrente
76:
77:
78:     Pn = V * I; //Calculo da potencia
79:     dV=Vrefk-Vref;
80:     Vref=Vrefk;
81:
82:     if (Pn==P) {
83:     Vrefk=Vref;
84:     }
85:     else{
86:
87:     if (Pn>P)
88:     {
89:         if(dV>0)
90:         {
91:             Vrefk=Vref+deltaV;
92:         }
93:         else
94:         {
95:             Vrefk=Vref-deltaV;
96:         }
97:     }
98:     else
99:     {
100:         if(dV>0)
101:         {
102:             Vrefk=Vref-deltaV;
103:         }
104:         else
105:         {
106:             Vrefk=Vref+deltaV;
107:         }
108:     }
109: }
110: if (Vref>Vmax) Vref=Vmax; //Verificao dos limites do pwm
111: if (Vref<Vmin) Vref=Vmin;
112:
113: P=Pn; //Potencia (k-1)
114:
115:
116:     delay_ms(66); //atraso p/ obter freq. de aprox. 15 HZ
117:
118:     duty = Vrefk/Vmax*125; // atualizacao da nova razao ciclica
119:     set_pwm1_duty(duty);
120:
121: }
122: }
123:
124:
125:

```

IV APÊNDICE D – CÓDIGO FONTE: MÉTODO CONDUTÂNCIA INCREMENTAL

```
1: /******
2: /* DESCRIÇÃO: Método da Condutancia Incremental
3: /* CPU: PIC18F1320.
4: /* AUTORES: Filipe M. Concer, Lisandra Kittel Ries, Roberto Francisco
5: /******
6: #opt 11 // Otimização do código fonte
7: #include "mcp5.h"
8: #include "lcd_optimo.c"
9:
10: #define Vmin 0 // definição dos limites do pwm
11: #define Vmax 5
12:
13: //*****
14: // Declaração das variáveis
15: //*****
16:
17:
18: int k=1;
19: int16 a,b;
20: float V=0.0, I=0.0, P=0.0, Va=0.0, Ia=0.0,
21: float PA=0.0, Vref=2.5, dV, dI, step, der, Vme, Ime;
22: int8 duty=0;
23:
24: //*****
25: // Programa
26: //*****
27:
28: void main()
29: {
30:     setup_adc_ports(sAN2|sAN3|VSS_VDD);
31:     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32|ADC_TAD_MUL_6);
32:     setup_wdt(WDT_OFF);
33:     setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);
34:     setup_timer_1(T1_DISABLED);
35:
36:     //timer 2 = (1/20000000)*4*1*125 = 25us (f=40khz)
37:     setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 125, 1);
38:     setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
39:
40:     // Configura CCP1 como PWM Half Bridge
41:     setup_ccp1(CCP_PWM_HALF_BRIDGE|CCP_PWM_H_H);
42:     setup_oscillator(False);
43:     set_tris_b(0b11110011); //Portas B2 e B3 como saída
44:
45:     lcd_ini(); // Inicializa o LCD
46:
47:     while(TRUE)
48:     {
49:
50:         if (k==15){
51:             V=(Vme/15); //media da tensão
52:             I=(Ime/15); //media da corrente
53:
54:             //Atualiza o LCD
55:             printf(lcd_escreve, "\fV=%2.1fV I=%1.1fA ", V, I);
56:             Vme=0;
57:             Ime=0;
58:             k=0;
59:         }
60:
61:         Vme=Vme+V; //acumulo da tensão
62:         Ime=Ime+I; //acumulo da corrente
63:         k=k+1; //timer do display
64:
65:         set_adc_channel(2);
66:         delay_us(50);
67:         a = read_adc();
```

```

68:     delay_us(50);
69:     a = read_adc();
70:     V = (float)a * 36.55/1023; //leitura da tensao
71:
72:     set_adc_channel(3);
73:     delay_us(50);
74:     b = read_adc();
75:     I = (float)b * 8.21/1023; //leitura da corrente
76:
77:
78:     Pn = V * I; //Calculo da potencia
79:     dV=Vrefk-Vref;
80:     Vref=Vrefk;
81:
82:     if (Pn==P){
83:     Vrefk=Vref;
84:     }
85:     else{
86:
87:     if (Pn>P)
88:     {
89:         if(dV>0)
90:         {
91:             Vrefk=Vref+deltaV;
92:         }
93:         else
94:         {
95:             Vrefk=Vref-deltaV;
96:         }
97:     }
98:     else
99:     {
100:         if(dV>0)
101:         {
102:             Vrefk=Vref-deltaV;
103:         }
104:         else
105:         {
106:             Vrefk=Vref+deltaV;
107:         }
108:     }
109:     }
110:     if (Vref>Vmax) Vref=Vmax; //Verificao dos limites do pwm
111:     if (Vref<Vmin) Vref=Vmin;
112:
113:     P=Pn; //Potencia (k-1)
114:
115:
116:     delay_ms(66); //atraso p/ obter freq. de aprox. 15 HZ
117:
118:     duty = Vrefk/Vmax*125; // atualizacao da nova razao ciclica
119:     set_pwm1_duty(duty);
120:
121: }
122: }
123:
124:
125:

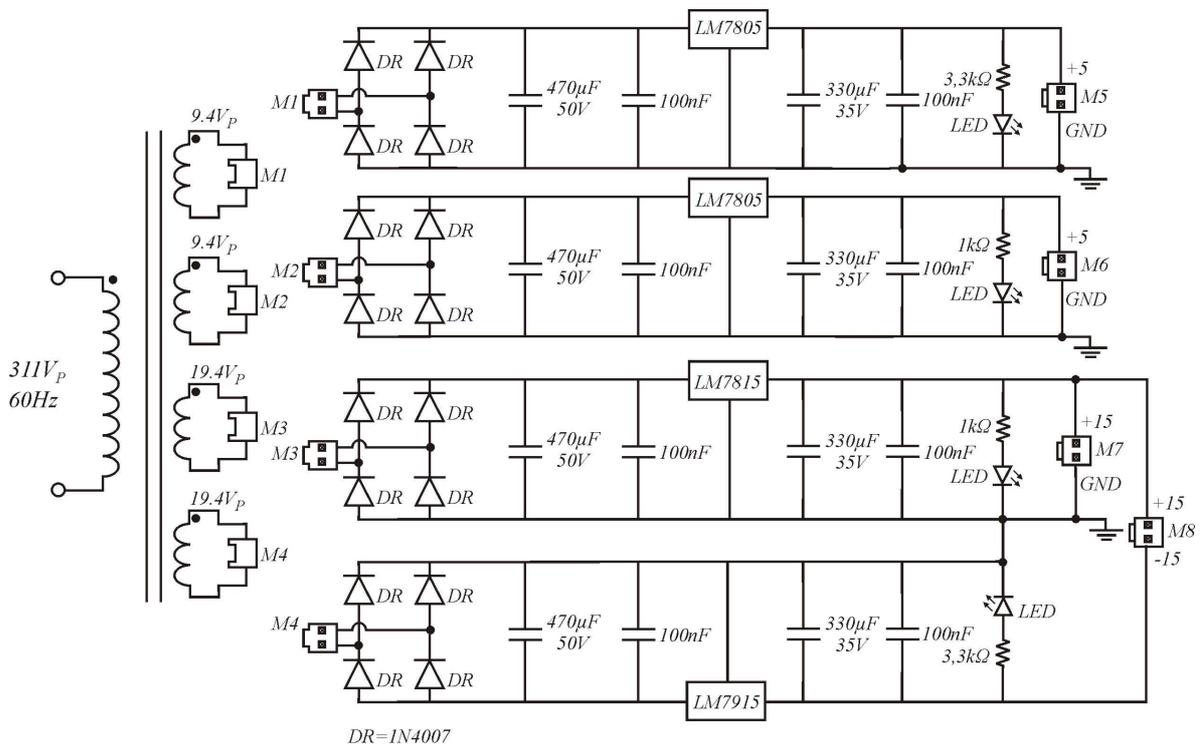
```

V APÊNDICE E – FONTE AUXILIAR

Para alimentar os circuitos auxiliares, incluindo sensores e microcontrolador, foi utilizada uma fonte linear. Em virtude este circuito ser amplamente conhecido, não se faz necessário detalhá-lo. A fonte foi projetada prevendo duas saídas de 5V para alimentação independente do sensor de corrente e do microcontrolador *PIC* e saída de $\pm 15V$ para alimentação dos amplificadores operacionais responsáveis pelo condicionamento dos sinais de tensão e corrente e do circuito de comando. O transformador de baixa frequência foi projeto de acordo com [44]. As especificações da fonte são apresentadas a seguir:

- $\pm 15V / 500mA$
- $5V / 200mA$
- $5V / 200mA$

O esquemático da fonte linear é apresentado na seqüência:





VI APÊNDICE F – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR BUCK

Especificações de Projeto:

Características de um painel Solar KC200GT (Kyocera)

Corrente de curto circuito	$I_{cc} := 8.21 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{ca} := 32.9 \text{ V}$
Corrente no MPP	$I_{mpp} := 7.61 \text{ A}$
Tensão no MPP	$V_{mpp} := 26.3 \text{ V}$
Potência no MPP	$P_{mpp} := V_{mpp} \cdot I_{mpp}$
	$P_{mpp} = 200.143 \text{ W}$

PROJETO DO CONVERSOR BUCK

Especificações de Projeto:

$V_i := V_{mpp}$	$V_i = 26.3 \text{ V}$
$V_o := 12 \text{ V}$	$V_o = 12 \text{ V}$
$P_{in} := P_{mpp}$	$P_{in} = 0.2 \text{ kW}$
$\eta := 0.95$	
$P_{out} := P_{in} \cdot \eta$	$P_{out} = 0.19 \text{ kW}$
$I_o := \frac{P_{out}}{V_o}$	$I_o = 15.845 \text{ A}$
$I_i := I_{mpp}$	$I_i = 7.61 \text{ A}$
$f_s := 40 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	
$Per := \frac{1}{f_s}$	$Per = 25 \mu\text{s}$

Ondulação da tensão de saída:

$$\Delta V_{o\%} := 1$$

Ondulação da corrente no indutor de saída:

$$\Delta I_{Lo\%} := 10$$

Ondulação da tensão de capacitor de entrada:

$$\Delta V_{CE\%} := 10$$

Ondulação da corrente no indutor de entrada:

$$\Delta I_{LE\%} := 10$$

Cálculos Preliminares:

$$D := \frac{V_o}{V_i} \quad D = 0.456$$

$$P_o := V_o \cdot I_o \quad P_o = 0.19 \text{ kW}$$

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} \quad R_o = 0.757 \Omega$$

$$\Delta V_o := \frac{\Delta V_o\% \cdot V_o}{100}$$

$$\Delta V_o = 0.12V$$

$$\Delta V_{CE} := \frac{\Delta V_{CE}\% \cdot V_i}{100}$$

$$\Delta V_{CE} = 2.63V$$

$$\Delta I_{Lo} := \frac{\Delta I_{Lo}\% \cdot I_o}{100}$$

$$\Delta I_{Lo} = 1.584A$$

$$I_{LOM} := I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$$

$$I_{LOM} = 16.637A$$

$$I_{LOm} := I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$$

$$I_{LOm} = 15.052A$$

$$\Delta I_{LE} := \frac{\Delta I_{LE}\% \cdot I_i}{100}$$

$$\Delta I_{LE} = 0.761A$$

$$I_{LEM} := I_i + \frac{\Delta I_{LE}}{2}$$

$$I_{LEM} = 7.991A$$

$$I_{LEm} := I_i - \frac{\Delta I_{LE}}{2}$$

$$I_{LEm} = 7.229A$$

Dimensionamento do Indutor Filtro de Entrada (LE):

$$R_{SEmax} := \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{LE}}$$

$$R_{SEmax} = 3.456\Omega$$

$$C_E := \frac{I_o}{4 \cdot f_s \cdot \Delta V_{CE}}$$

$$C_E = 37.654 \times 10^{-6}F$$

$$L_E := \frac{I_o}{31 \cdot f_s^2 \cdot C_E \cdot \Delta I_{LE}}$$

$$L_E = 11.148 \times 10^{-6}H$$

- Especificações de Projeto do Indutor:

$$K_w := 0.7$$

Fator de ocupação

$$J := 500 \frac{A}{cm^2}$$

Densidade de corrente

$$B_{max} := 0.37T$$

Indução magnética máxima

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

Permeabilidade Magnética do ar

- Dimensionamento do Núcleo:

Considerando a ondulação de corrente no indutor suficientemente pequena, Tem-se:

$$I_{LEef} := I_i$$

$$I_{LEef} = 7.61A$$

$$AeAw := \frac{I_E \cdot I_{LEM} \cdot I_{LEef}}{B_{max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$AeAw = 0.052cm^4$$



Adotou-se o núcleo THORNTON EE-20 com os seguintes parâmetros:

$$A_e := 31.2 \text{ mm}^2$$

$$A_w := 26 \text{ mm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 0.081 \text{ cm}^4$$

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \cdot \text{s}$$

Coefficiente de perdas por histerese;

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

Coefficiente de perdas por correntes parasitas;

$$l_{me} := 38 \text{ mm}$$

Comprimento médio de uma espira;

$$V_e := 1.34 \text{ cm}^3$$

Volume do núcleo;

- Número de Espiras:

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L_E \cdot I_{LEM}}{B_{\max} \cdot A_e} \right)$$

$N = 8$ espiras

- Dimensionamento do Entreferro:

$$\delta := \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_E}$$

$\delta = 0.225079 \text{ mm}$

$$l_g := \frac{\delta}{2}$$

$l_g = 0.1125395 \text{ mm}$

- Dimensionamento do Fio Condutor:

$$S := \frac{I_{LEef}}{J}$$

$S = 1.522 \text{ mm}^2$

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot 1 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}}$$

Max. Penetração

$\Delta = 0.0375 \text{ cm}$

$$d_{\max} := 2 \cdot \Delta$$

$d_{\max} = 0.075 \text{ cm}$

Adotou-se o fio AWG 21, com as seguintes especificações:

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

Seção do fio

$$S_{\text{fio_isolado}} := 0.005004 \text{ cm}^2$$

Seção do fio+isolamento

$$R_{\text{fio}} := 0.000561 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Resistividade (100°C) em cm do fio escolhido

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left(\frac{S}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$n_{\text{cond}} = 4$

- Possibilidade de Execução:

$$A_{w_{\min}} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isolado}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\min}} = 0.229 \text{cm}^2$$

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = 0.88$$

Possibilidade de execução < 1 ! Ok. O projeto pode ser executado!

- Comprimento do chicote:

$$L_{\text{chicote}} := I_{\text{me}} \cdot N$$

$$L_{\text{chicote}} = 0.304 \text{m}$$

Cálculo Térmico:**- Resistência de condução:**

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 4.264 \times 10^{-3} \Omega$$

- Perdas Joule:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{LEf}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 0.247 \text{W}$$

- Perdas magéticas:

$$\Delta B := 0.1 \cdot \frac{B_{\text{max}}}{T}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \cdot \frac{1 \text{W}}{1 \cdot \text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 8.165 \times 10^{-3} \text{W}$$

- Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 0.255 \text{W}$$

- Resistência Termica do Nucleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \left(\frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \Omega$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 58.257 \Omega$$

- Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{t_{\text{nucleo}}} \cdot \frac{\text{K}}{\text{W} \cdot \Omega}$$

$$\Delta T = 14.86 \text{K}$$

Dimensionamento do Indutor Filtro de Saída (LO):

$$L_0 := \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_0}}$$

$$L_0 = 0.104 \text{mH}$$

**- Especificações de Projeto do Indutor:**

$$K_w := 0.7$$

$$J := 550 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$B_{\max} := 0.37\text{T}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

- Dimensionamento do Núcleo:

Considerando a ondulação de corrente no indutor suficientemente pequena, tem-se:

$$I_{LOef} := I_o$$

$$I_{LOef} = 15.845\text{A}$$

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{LOM} \cdot I_{LOef}}{B_{\max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$A_e A_w = 1.92\text{cm}^4$$

Adotou-se o núcleo THORNTON EE-42/15 com os seguintes parâmetros:

$$A_e := 181 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_w := 157 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 2.842\text{cm}^4$$

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \cdot \text{s}$$

Coefficiente de perdas por histerese;

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \text{s}^2$$

Coefficiente de perdas por correntes parasitas

$$l_{me} := 87 \cdot \text{mm}$$

Comprimento médio de uma espira;

$$V_e := 17.1 \cdot \text{cm}^3$$

Volume do núcleo;

- Número de Espiras:

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L_o \cdot I_{LOM}}{B_{\max} \cdot A_e} \right)$$

$$N = 26 \text{ espiras}$$

- Dimensionamento do Entreferro:

$$\delta := \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o}$$

$$\delta = 1.4821158\text{mm}$$

$$l_g := \frac{\delta}{2}$$

$$l_g = 0.7410579\text{mm}$$

- Dimensionamento do Fio Condutor:

$$S := \frac{I_{LOef}}{J}$$

$$S = 2.8808462\text{mm}^2$$

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot 1 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{\text{s}}} \quad \text{Max. Penetração}$$

$$\Delta = 0.0375\text{cm}$$

$$d_{\max} := 2 \cdot \Delta$$

$$d_{\max} = 0.75 \text{ mm}$$

Adotou-se fio AWG 21, com as seguintes especificações:

$$S_{\text{fio}} := 0.0041405 \text{ cm}^2$$

Seção do fio

$$S_{\text{fio_isolado}} := 0.005004 \text{ cm}^2$$

Seção do fio+isolamento

$$R_{\text{fio}} := 0.000561 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Resistividade (100°C) em cm do fio escolhido

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 7$$

- Possibilidade de Execução:

$$A_{w_{\min}} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isolado}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\min}} = 1.301 \text{ cm}^2$$

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = 0.829$$

<1 ! Ok o projeto pode ser executado!

- Comprimento do chicote:

$$L_{\text{chicote}} := l_{\text{me}} \cdot N$$

$$L_{\text{chicote}} = 2.262 \text{ m}$$

Calculo Térmico:

- Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.018 \Omega$$

- Perdas Joule:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{L_{\text{Oef}}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 4.551 \text{ W}$$

- Perdas magnéticas:

$$\Delta B := 0.1 \cdot \frac{B_{\max}}{T}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \cdot \frac{1 \text{ W}}{1 \cdot \text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.104 \text{ W}$$

- Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 4.655 \text{ W}$$



- Resistência Termica do Nucleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \left(\frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \Omega$$

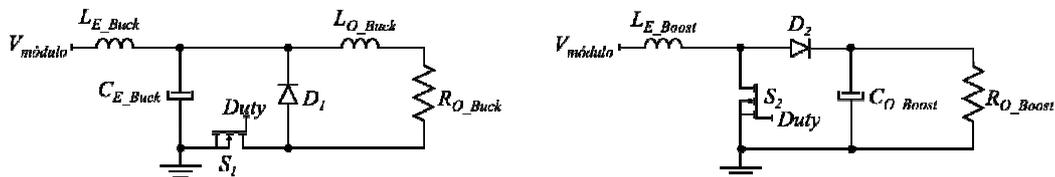
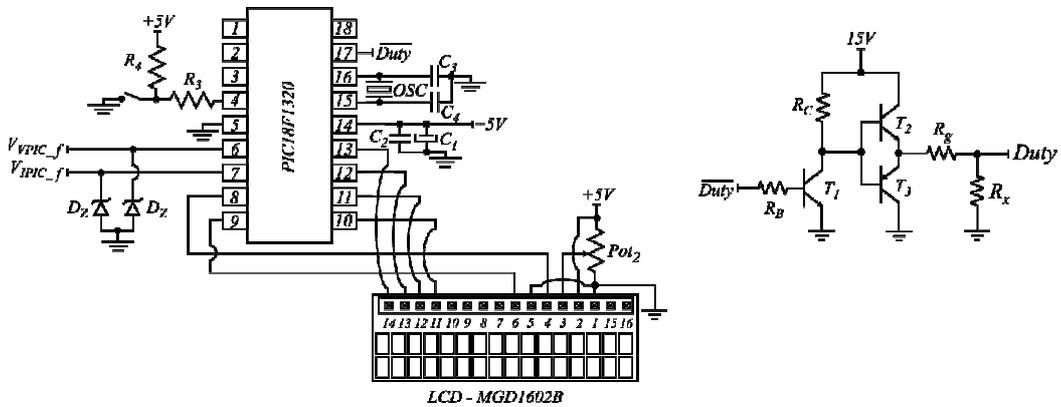
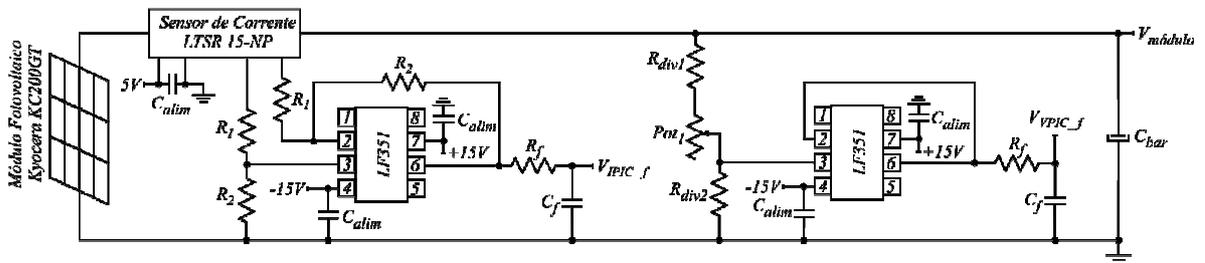
$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 15.628 \Omega$$

- Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{t_{\text{nucleo}}} \cdot \frac{\text{K}}{\text{W} \cdot \Omega}$$

$$\Delta T = 72.754 \text{K}$$

VII APÊNDICE G – ESQUEMÁTICO ELÉTRICO COMPLETO E LISTA DOS COMPONENTES EMPREGADOS



Resistores	Valor	Descrição
R_1	$27k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_2	$390k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_3	$1k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_4	$39k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_f	$330k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_{div_1}	$560k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_{div_2}	$100k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_B	$22k\Omega \pm 5\% - 1/2W$	-
R_C	$390\Omega \pm 5\% - 2W$	-
R_g	$12\Omega \pm 10\% - 1W$	-
R_x	$10k\Omega \pm 10\% - 1/2W$	-

R_{O_Buck}	$0,8\Omega \pm 10\% - 500W$	Resistor de fio
R_{O_Boost}	$12,35\Omega \pm 10\% - 480W$	Resistor de fio

Potenciômetro	Valor	Descrição
Pot_1	$50k\Omega$	Potenciômetro multivoltas de precisão
Pot_2	$10k\Omega$	Potenciômetro multivoltas de precisão

Capacitor	Valor	Descrição
C_1	$100nF / 50V$	Capacitor multicamadas
C_2	$10\mu F / 10V$	Capacitor eletrolítico
C_3	$15pF / 63V$	Capacitor cerâmico
C_4	$15pF / 63V$	Capacitor cerâmico
C_{alim}	$100nF / 63V$	Capacitor multicamadas
C_f	$470nF / 63V$	Capacitor cerâmico
C_{bar}	$680\mu F / 50V$	Capacitor eletrolítico
C_{E_Buck}	$870\mu F / 250V$	Capacitor eletrolítico
C_{O_Boost}	$930\mu F / 250V$	Capacitor eletrolítico

Indutor	Valor	Descrição
L_{E_Buck}	$11,15\mu H$	-
L_{E_Boost}	$1,15mH$	-
L_{O_Buck}	$7,12\mu H$	-

Transistor/Mosfet	Representação	Descrição
T_1	$2N2222$	Transistor npn
T_2	$2N2222$	Transistor npn
T_3	$2N2907$	Transistor pnp
S_1	$IRFP064N$	Interruptor Estático
S_2	$IRFP064N$	Interruptor Estático

Diodos	Representação	Descrição
D_1	$MUR1510$	Diodo ultra-rápido
D_2	$MUR1510$	Diodo ultra-rápido
D_z	$5V1$	Diodo Zener

Outros	Valor	Descrição
OSC	$20MHz$	Cristal oscilador

VIII APÊNDICE H – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE ENTRADA DO CONVERSOR BOOST

Especificações de Projeto:

Características de um painel Solar KC200GT (Kyocera)

Corrente de curto circuito	$I_{cc} := 8.21 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{ca} := 32.9 \text{ V}$
Corrente no MPP	$I_{mp} := 7.61 \text{ A}$
Tensão no MPP	$V_{mp} := 26.3 \text{ V}$
Potência no MPP	$P_{mp} := V_{mp} \cdot I_{mp}$
	$P_{mp} = 200.143 \text{ W}$

PROJETO DO CONVERSOR BOOST

Especificações de Projeto:

$V_i := V_{mp}$	$V_i = 26.3 \text{ V}$
$V_o := 50 \text{ V}$	$V_o = 50 \text{ V}$
$P_{in} := P_{mp}$	$P_{in} = 0.2 \text{ kW}$
$\eta := 0.95$	
$P_{out} := P_{in} \cdot \eta$	$P_{out} = 0.19 \text{ kW}$
$I_o := \frac{P_{out}}{V_o}$	$I_o = 3.803 \text{ A}$
$I_i := I_{mp}$	$I_i = 7.61 \text{ A}$
$f_s := 40 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	
$Per := \frac{1}{f_s}$	$Per = 25 \mu\text{s}$
Ondulação da corrente de entrada:	$\Delta I_{L\%} := 5$
Ondulação de tensão na saída:	$\Delta V_{Co\%} := 1$

Cálculos Preliminares:

$D := 1 - \frac{V_i}{V_o}$	$D = 0.474$
$R_o := \frac{V_o}{I_o}$	$R_o = 13.148 \Omega$
$\Delta I_L := \frac{\Delta I_{L\%} \cdot I_i}{100}$	$\Delta I_L = 0.381 \text{ A}$
$I_M := I_i + \frac{\Delta I_L}{2}$	$I_M = 7.8 \text{ A}$

$$I_{\min} := I_i - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{\min} = 7.42 \text{ A}$$

$$\Delta V_{co} := \frac{\Delta V_{Co\%} \cdot V_o}{100}$$

$$\Delta V_{co} = 0.5 \text{ V}$$

Indutância considerando ondulação na corrente de entrada:

$$L := \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L}$$

$$L = 0.819 \text{ mH}$$

Dimensionamento do capacitor de Saída:

$$C_o := \frac{I_o \cdot (V_o - V_i)}{f_s \cdot \Delta V_{co} \cdot V_o}$$

$$C_o = 90.124 \mu\text{F}$$

Cálculo do Indutor Toroidal de Entrada (LE)

Projeto do Indutor Toroidal

$$LI2 := L \cdot I_i^2$$

$$LI2 = 47.434 \text{ mH} \cdot \text{A}^2$$

Do gráfico encontrado no manual da MAGNETICS (pag. 2-4) encontra-se a permeabilidade e o núcleo a ser utilizado. Nesse caso tem-se:

Núcleo **77439** Kool M μ

Permeabilidade 60 μ

$$L_{1000} := (135 - 135 \cdot 0.08) \text{ mH}$$

$$L_{1000} = 124.2 \text{ mH}$$

$$N_e := \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{2 \cdot L_{1000}}} \right)$$

$$N_e = 57.423 \quad \text{N}^\circ \text{ de espiras}$$

Cálculo do "bias" em oersteds

$$l_e := 10.74 \text{ cm}$$

$$H := \frac{0.4 \pi \cdot N_e \cdot I_i \cdot \frac{\text{cm}}{\text{A}}}{l_e}$$

$$H = 51.13 \quad \text{oersteds}$$

Pelo gráfico da pag. 3-16, a permeabilidade inicial em pu equivale a:

$$\mu_{pu} := 86\%$$

Sendo assim, o número de voltas tem que ser reajustado

$$N_e := \frac{N_e}{\mu_{pu}}$$

$$N_e = 66.771 \quad \text{N}^\circ \text{ de espiras}$$

Cálculo de comprovação de reajuste do número de espiras

$$H_{re} := \frac{0.4 \pi \cdot N_e \cdot I_i \cdot \frac{\text{cm}}{\text{A}}}{l_e}$$

$$H_{re} = 59.453 \quad \text{Oersted}$$



Pelo gráfico da pag. 3-16, a permeabilidade inicial em pu equivale a:

$$\mu_{\text{pure}} := 85\%$$

$$L_{1000\text{re}} := L_{1000} \cdot \mu_{\text{pure}} \quad L_{1000\text{re}} = 105.57\text{mH}$$

$$L_{\text{re}} := \frac{2L_{1000\text{re}} \cdot N_c^2}{10^6} \quad L_{\text{re}} = 0.941\text{mH} \quad \text{Valores bastante aproximados}$$

$$L = 819.067\mu\text{H}$$

Bitola do fio a ser utilizado

$$f_s := 40 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad I_i := 7.61 \text{ A}$$

$$x := 1.4017 \quad y := 2.3294 \quad C_m := 7.9292 \cdot 10^{-3} \quad \text{para o material IP12 a 80 graus Célcus}$$

Otimização da perdas:

$$\rho_{20^\circ\text{C}} := 1.708 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} \quad \text{resistividade do cobre a } 20^\circ\text{C}$$

$$\alpha_c := \frac{0.00393}{1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \quad \text{coeficiente de temperatura do cobre}$$

$$T_e := 100 \quad \text{Temperatura do enrolamento}$$

$$\rho := \rho_{20^\circ\text{C}} \cdot [1 + \alpha_c \cdot (T_e - 20)] \quad \rho = 2.245 \times 10^{-6}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

Profundidade de penetração (efeito skin):

$$\pi := 3.141592654$$

$$\mu_{\text{ro}} := 1 \quad \text{Permeabilidade relativa do material não ferro-magnético}$$

$$P := \sqrt{\frac{\rho \cdot 100}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}} \quad P = 0.038 \text{ cm de raio} \quad 2 \cdot P = 0.0754 \text{ cm de diametro}$$

$$\text{AWG} := \text{for } r \in 50..1$$

$$r \text{ if } 2 \cdot P \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$$

$$\text{AWG} = 21$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG}}{20}} \quad D_x = 0.07206$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 \quad S_{fio} = 0.004078$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \sqrt{D_x} \quad D_{x_iso} = 0.07957$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2} \right)^2 \quad S_{fio_iso} = 4.973 \times 10^{-3}$$

PIO ESCOLHIDO AWG = 21

$$K_w(\text{AWG}) := \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} \right) \cdot \left(\frac{\frac{2.54 \cdot 10^{-20} \cdot \frac{-\text{AWG}}{20}}{\pi}}{\frac{2.54 \cdot 10^{-20} \cdot \frac{-\text{AWG}}{20}}{\pi} + 0.028 \sqrt{\frac{2.54 \cdot 10^{-20} \cdot \frac{-\text{AWG}}{20}}{\pi}}} \right)^2$$

$$K_w(\text{AWG}) = 0.584$$

$$K_w := K_w(\text{AWG})$$

$$B_{\max} := 0.3$$

$$J_{\max} := 550$$

$$\mu_0 := 4 \pi \cdot 10^{-7}$$

$$P_{V_{\text{nucleo}}} := 40 \quad \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad \text{para o material IP12 a } 80^\circ\text{C}$$

$$\Delta B_{acLo} := \left[\frac{P_{V_{\text{nucleo}}}}{C_m (2 \cdot f_s)^x} \right]^y \quad \Delta B_{acLo} = 0.044$$

$$B_{ccLo} := B_{\max} - \frac{\Delta B_{acLo}}{2} \quad B_{ccLo} = 0.278$$

$$\phi := \frac{I_1}{J_{\max}} \quad \phi = 0.01384$$

$$f_{ios} := \frac{\phi}{S_{fio}}$$

$$f_{ios} = 3.393$$

$$f_{ios} := \text{ceil}(f_{ios})$$

$$f_{ios} = 4$$