



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EMERSON ALVES DA SILVA

**PROPOSTA DE UM MODELO GLOBAL NÃO-LINEAR PARA CARACTERIZAÇÃO
DO COMPORTAMENTO ELÉTRICO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

Recife
2019

EMERSON ALVES DA SILVA

**PROPOSTA DE UM MODELO GLOBAL NÃO-LINEAR PARA CARACTERIZAÇÃO
DO COMPORTAMENTO ELÉTRICO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como parte dos requisitos parciais para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.

Coorientador: Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti.

Recife
2019

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S586p Silva, Emerson Alves da.
Proposta de um modelo global não-linear para caracterização do comportamento elétrico de células fotovoltaicas / Emerson Alves da Silva. - 2019.
228 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.
Coorientador: Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.
Inclui Referências e Apêndices.

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas fotovoltaicos. 3. Módulos fotovoltaicos. 4. Modelo adaptativo. 5. Técnica de MPPT híbrida. I. Bradaschia, Fabrício (Orientador). II. Cavalcanti, Marcelo Cabral (Coorientador). III. Título

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2020-176

EMERSON ALVES DA SILVA

**PROPOSTA DE UM MODELO GLOBAL NÃO-LINEAR PARA CARACTERIZAÇÃO
DO COMPORTAMENTO ELÉTRICO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como parte dos requisitos parciais para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 10 de abril de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fabrício Bradaschia (Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti (Coorientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Leandro Michels (Examinador Externo)
Universidade Federal de Santa Maria

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira (Examinador Externo)
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer (Examinador Externo)
Universidade do Estado de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, Eliane e Otavio, pela educação e valores morais que me ensinaram e pelo investimento que fizeram em mim. Aos professores da Universidade Federal de Pernambuco, pelos conhecimentos e experiências repassados, e em especial aos Professores Marcelo Cabral Cavalcanti e Fabrício Bradaschia, por confiarem no meu trabalho e pelo apoio e orientação para a realização deste trabalho, sempre estando dispostos a me ajudar quando apareciam as dúvidas. Agradeço também aos colegas de GEPAE, especialmente a Aguinaldo e Márcio Rodrigo, cujos trabalhos serviram como referência para este. Ao CNPq pelo apoio financeiro e finalmente a Deus, por permitir que tudo isso fosse possível e nunca deixar que minha fé e determinação acabassem.

RESUMO

Neste trabalho, um modelo de 15 parâmetros baseado no circuito elétrico de um diodo para módulos fotovoltaicos é proposto. A vantagem deste modelo é sua capacidade de representar os fenômenos físicos que ocorrem nas células fotovoltaicas quando ocorrem variações nas condições ambientais, como temperatura e irradiância. Além disso, uma técnica de estimação de parâmetros precisa é proposta para este novo modelo, baseado no algoritmo de otimização “busca por padrões” (*Pattern Search* - PS). O circuito equivalente de um diodo, modelo mais comumente utilizado, é composto por cinco parâmetros desconhecidos. A grande maioria das técnicas de estimação existentes na literatura identifica esses cinco parâmetros para um valor específico de irradiância e temperatura. Assim, este modelo simplificado com cinco parâmetros é capaz somente de representar uma única curva característica I-V por vez. Isto significa que diferentes conjuntos de cinco parâmetros devem ser encontrados para cada condição ambiental. Além do mais, como os parâmetros são obtidos por um simples ajuste matemático da curva I-V, há uma falta de significado físico nos parâmetros, ou seja, torna-se difícil de extrapolar novos conjuntos de parâmetros para uma nova condição ambiental através dos conjuntos previamente obtidos. No modelo adaptativo de 15 parâmetros proposto, é necessário executar a técnica de estimação de parâmetros apenas uma vez, pois o modelo é válido para toda a faixa de valores das condições ambientais disponíveis ao usuário, sejam elas curvas originadas a partir de *datasheets* ou experimentalmente. Além disso, as restrições impostas a cada parâmetro no processo de estimação garantem o seu significado físico, tornando o modelo capaz de emular o comportamento físico de módulos fotovoltaicos de diferentes tecnologias, tornando-o particularmente útil em técnicas de seguimento do ponto de máxima potência (MPPT) baseadas em modelo e em tarefas como o diagnóstico de falhas e/ou manutenção preditiva e corretiva de sistemas fotovoltaicos. Os resultados de comparação, baseados em curvas experimentais, são apresentados para verificar a eficácia do modelo e da técnica de estimação de parâmetros propostos. Por fim, o modelo proposto é aplicado em uma técnica de MPPT híbrida operado em um sistema fotovoltaico autônomo, composto por um microconversor c.c./c.c. de alto ganho, em que diversos resultados de simulação e experimentais deste sistema fotovoltaico são apresentados, a fim de demonstrar a eficácia das propostas deste trabalho.

Palavras-chave: Sistemas fotovoltaicos. Módulos fotovoltaicos. Modelo adaptativo. Técnica de MPPT híbrida.

ABSTRACT

In this work, a 15-parameter model based on the electric circuit of one diode for photovoltaic modules is proposed. The advantage of this model is its ability to represent the physical phenomena that occur in photovoltaic cells when variations in environmental conditions such as temperature and irradiance occur. In addition, a precise parameter estimation technique is proposed for this new model, based on the Pattern Search algorithm. The equivalent circuit of a diode, the most commonly used model, is composed of five unknown parameters. The vast majority of estimation techniques in the literature identify these five parameters for a specific value of irradiance and temperature. Thus, this simplified five-parameter model is capable of representing only one I-V characteristic curve at a time. This means that different sets of five parameters must be found for each environmental condition. Moreover, since the parameters are obtained by a simple mathematical adjustment of the I-V curve, there is a lack of physical meaning in the parameters, i.e., it becomes difficult to extrapolate new sets of parameters to a new environmental condition through the previously obtained sets. In the proposed 15-parameter adaptive model, it is necessary to perform the parameter estimation technique only once, since the model is valid for the entire range of environmental conditions available to the user, whether curves originated from datasheets or experimentally. In addition, the constraints imposed on each parameter in the estimation process guarantee its physical meaning, making the model capable of emulating the physical behavior of photovoltaic modules of different technologies, making it particularly useful in maximum power point tracking techniques (MPPT) based on model and tasks such as fault diagnosis and/or predictive and corrective maintenance of photovoltaic systems. The comparison results, based on experimental curves, are presented to verify the effectiveness of the model and the technique of estimation of proposed parameters. Finally, the proposed model is applied in a hybrid MPPT technique operated in an autonomous photovoltaic system, composed of a d.c./d.c microconverter of high gain, in which several simulation and experimental results of this photovoltaic system are presented, in order to demonstrate the effectiveness of the proposals of this work.

Keywords: Photovoltaic systems. Photovoltaic modules. Adaptive model. Hybrid MPPT technique.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – O custo da eletricidade para diferentes tecnologias, para o período 2009-2018.	23
Figura 2 – Modelos baseados em circuitos elétricos equivalentes do módulo fotovoltaico.	25
Figura 3 – Curvas características de um módulo fotovoltaico: (a) corrente em função da tensão; (b) potência em função da tensão.	28
Figura 4 – Painel fotovoltaico com carga diretamente ligada e (b) Ponto de funcionamento de um sistema fotovoltaico com carga acoplada.	29
Figura 5 – Um sistema fotovoltaico autônomo com MPPT.	30
Figura 6 – Variação do MPP para (a) diferentes condições ambientais e (b) sob condição de sombreamento parcial.	30
Figura 7 – Configuração centralizada.	33
Figura 8 – Configuração <i>string</i>	35
Figura 9 – Configuração <i>multistring</i>	36
Figura 10 – Configuração com módulos c.a..	37
Figura 11 – Configuração com módulos c.c..	38
Figura 12 – Dois tipos de estrutura MIC CC: (a) conexão paralela e (b) conexão série.	39
Figura 13 – (a) Ilustração dos ângulos θ_z , α e γ_s representando a posição do Sol em relação ao plano horizontal; (b) Ilustração da orientação de uma superfície inclinada em relação ao mesmo plano: ângulos β , γ , γ_s e θ	46
Figura 14 – Irradiância direta incidente sobre uma superfície horizontal; (b) Irradiância direta incidente sobre uma superfície inclinada.	47
Figura 15 – Fluxo de potência global.	48
Figura 16 – Componentes da radiação solar.	49
Figura 17 – Distribuição espectral da irradiância no topo da atmosfera; da irradiância ao incidir perpendicularmente sobre uma superfície inclinada (37°) ao nível do mar e voltada para a linha do Equador; da irradiância após atravessar uma massa de ar de 1,5.	50
Figura 18 – Estrutura de bandas de energia em (a) condutores, (b) semicondutores e (c) isolantes.	51
Figura 19 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica.	53
Figura 20 – Classificação das tecnologias usadas na fabricação de células fotovoltaicas.	54
Figura 21 – Eficiência no processo de conversão da energia solar em elétrica de acordo com os valores de Energia de Banda Proibida de alguns semicondutores.	55
Figura 22 – Comportamentos: em (a) da corrente, e em (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança de irradiância.	56
Figura 23 – Comportamentos: em (a) da corrente, e em (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança de temperatura.	57
Figura 24 – Variação de I_{sc} normalizado em relação à irradiância.	59

Figura 25 – Exemplo de funcionamento de um seguidor solar.	60
Figura 26 – Variação de I_{sc} normalizado em relação ao ângulo de incidência.	61
Figura 27 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.	61
Figura 28 – Composição da curva característica I-V de uma célula fotovoltaica.	62
Figura 29 – Hierarquia fotovoltaica.	63
Figura 30 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico composto de N_s células em série e N_p células em paralelo.. . . .	64
Figura 31 – Curvas características de um módulo fotovoltaico: (a) corrente em função da tensão; (b) potência em função da tensão para o módulo KC200GT.	65
Figura 32 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico (a) na condição de curto-circuito e (b) na condição de circuito aberto.	66
Figura 33 – Influência do fator de forma na curva I-V: (a) curva com um alto valor de FF e (b) curva com um baixo valor de FF.	67
Figura 34 – Fatores que limitam o rendimento de uma célula fotovoltaica.	68
Figura 35 – Regiões de maior sensibilidade (a) do RMSD e (b) do EMAP.	72
Figura 36 – Fluxograma do algoritmo PS (BAGHERI; AMINI, 2011) usado na técnica de estimação de parâmetros proposta.	75
Figura 37 – Definição dos limites adotados no PS-EMAP.	76
Figura 38 – Fluxograma da técnica PS-EMAP	77
Figura 39 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica MQNL e a curva original do modelo de referência, na condição $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	79
Figura 40 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica PS-EMAP e a curva original do modelo de referência, na condição $S = 1000\text{W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	80
Figura 41 – Diagrama de blocos e conexões de ensaio conforme norma IEC 904-1 (1987).	81
Figura 42 – Estações de medição das curvas I-V experimentais: (a) Cocoa, Flórida, (b) Eugene, Oregon e (c) Golden, Colorado.	87
Figura 43 – (a) Célula solar de referência de silício (b) Célula solar de referência aplicada em campo.	87
Figura 44 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo xSi11246, na condição $S = 964 \text{ W/m}^2$ e $T = 57^\circ\text{C}$	89
Figura 45 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo mSi460A8, na condição $S = 1102 \text{ W/m}^2$ e $T = 40^\circ\text{C}$	89
Figura 46 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo HIT05667, na condição $S = 918 \text{ W/m}^2$ e $T = 27^\circ\text{C}$	91
Figura 47 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo CdTe75368, na condição $S = 951 \text{ W/m}^2$ e $T = 47^\circ\text{C}$	91
Figura 48 – Variações dos parâmetros do modelo de diodo único em função da irradiância.	96

Figura 49 – Variações dos parâmetros do modelo de diodo único em função da temperatura.	100
Figura 50 – Fluxograma do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.	102
Figura 51 – Fluxograma da etapa 1 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.	102
Figura 52 – Fluxograma da etapa 2 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.	105
Figura 53 – Fluxograma da etapa 3 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.	108
Figura 54 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo xSi11246 para diferentes irradiâncias e temperaturas.	110
Figura 55 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo mSi460A8 para diferentes irradiâncias e temperaturas.	112
Figura 56 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo HIT05667 para diferentes irradiâncias e temperaturas.	113
Figura 57 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo CdTe75368 para diferentes irradiâncias e temperaturas.	114
Figura 58 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo xSi11246.	115
Figura 59 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo mSi460A8.	116
Figura 60 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo HIT05667.	117
Figura 61 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo CdTe75368.	118
Figura 62 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/08/2012, para o módulo xSi11246. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	119
Figura 63 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/01/2011, para o módulo mSi460A8. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	120
Figura 64 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 27/12/2012, para o módulo HIT05667. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	121
Figura 65 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 23/02/2011, para o módulo CdTe75368. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	122

Figura 66 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/08/2013, para o módulo xSi11246. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	124
Figura 67 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 25/01/2012, para o módulo mSi460A8. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	125
Figura 68 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 22/12/2013, para o módulo HIT05667. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	126
Figura 69 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 29/02/2012, para o módulo CdTe75368. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.	127
Figura 70 – Curvas I-V do KC200GT. (a) S constante e T variável e (b) S variável e T constante.	128
Figura 71 – Fluxograma do algoritmo P&O.	131
Figura 72 – Atuação do algoritmo P&O sobre uma curva P-V.	131
Figura 73 – Região de mapeamento do valor de V_{mp} a ser usado no MPCC.	132
Figura 74 – Fluxograma da técnica MPCC.	133
Figura 75 – Fluxograma geral do algoritmo de MPPT híbrido adotado.	134
Figura 76 – Conversor <i>boost</i> com entrada intercalada e saída flutuante.	138
Figura 77 – Principais formas de onda.	140
Figura 78 – Etapa 1.	141
Figura 79 – Etapa 2.	142
Figura 80 – Etapa 3.	143
Figura 81 – Etapa 4.	144
Figura 82 – Etapa 5.	144
Figura 83 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{3,4}(s)$	151
Figura 84 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{1,4}(s)$	152
Figura 85 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	152
Figura 86 – Diagrama de Bode da FTMA – Modelo de quarta ordem	153
Figura 87 – Controlador PI com saturador – implementação digital.	153
Figura 88 – Visão geral do protótipo – dimensões: comprimento 17,0 cm; largura 15,5 cm.	154
Figura 89 – Diagrama da estrutura experimental.	155
Figura 90 – Vista frontal da fonte <i>Chroma</i>	157

Figura 91 – Tela principal do <i>software</i> da fonte <i>Chroma</i> com um perfil de irradiância e temperatura.	157
Figura 92 – Fonte <i>Magna-Power</i>	158
Figura 93 – Resultados de simulação para o algoritmo P&O.	160
Figura 94 – Resultados de simulação para o algoritmo MPCC.	161
Figura 95 – Teste de inicialização do MPPT: (a) Algoritmo P&O e (b) Algoritmo MPCC.	162
Figura 96 – Comparação do desempenho dos algoritmos de MPPT diante de uma grande variação em V_{ref} : (a) Algoritmo P&O e (b) Algoritmo MPCC.	163
Figura 97 – Atuação do MPCC diante de cinco condições ambientais diferentes.	163

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre os dois tipos de conexões de MICs c.c..	40
Tabela 2 – Valores de E_g para diversos materiais semicondutores à temperatura de 300 K.	52
Tabela 3 – Rendimento das melhores células fotovoltaicas fabricadas em laboratórios até 2018 (GREEN <i>et al.</i> , 2018).	69
Tabela 4 – Critérios de parada para a técnica PS.	77
Tabela 5 – Parâmetros necessários para implementação das técnicas de estimação de parâmetros dos módulos fotovoltaicos.	78
Tabela 6 – Comparação entre as técnicas de estimação para o modelo de referência.	79
Tabela 7 – Sensores e equipamentos usados na obtenção das curvas experimentais.	86
Tabela 8 – Principais informações sobre as curvas experimentais usadas.	88
Tabela 9 – Comparação das técnicas de estimação para curvas experimentais - parte 1.	90
Tabela 10 – Parâmetros necessários para implementação do MGNL.	103
Tabela 11 – Validação da estimação de V_{oc} e I_{sc} usando a técnica pattern search	106
Tabela 12 – Parâmetros estimados pelo MGNL, a partir das curvas experimentais	111
Tabela 13 – Resultados de validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no conjunto de treinamento.	116
Tabela 14 – Comparação entre modelo proposto e modelos semelhantes disponíveis na literatura.	128
Tabela 15 – Principais características de algumas técnicas para obtenção de alto ganho c.c.	137
Tabela 16 – Etapas de operação do conversor em um período de chaveamento.	139
Tabela 17 – Especificações de projeto do conversor c.c./c.c.	148
Tabela 18 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.	150
Tabela 19 – Especificações elétricas do protótipo.	154
Tabela 20 – Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.	155
Tabela 21 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação.	159
Tabela 22 – Curvas I-V utilizadas na simulação.	159

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

15-PAM	<i>15 Parameters Adaptive Model</i>
AM	<i>Air Mass</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CdTe	Telureto de cádmio
CIGS	Disseleneto de Cobre, Gálio e Índio
DPS	Dispositivo de Proteção contra Surtos
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
DR	Dispositivos Diferencial Residual
EMAP	Erro Médio Absoluto em Potência
EMAPN	Erro Médio Absoluto em Potência Normalizado
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> - Interferência Eletromagnética
FF	<i>Fill Factor</i> - Fator de Preenchimento
FV	Fotovoltaico
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IES	Instituto de Energia Solar
LB	<i>Lower Bound</i> - Limite Inferior
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
MB MPPT	<i>Model Based Maximum Power Point Tracking</i> - MPPT Baseado no Modelo
MIC	<i>Module Integrated Converter</i> - Módulo Integrado ao Conversor
MPCC	Máxima Potência por Curva Característica
MPP	<i>Maximum Power Point</i> - Ponto de Máxima Potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> - Seguimento do Ponto de Máxima Potência
MQNL	Mínimos Quadrados Não Lineares
NREL	<i>National Renewable Energy Laboratory</i>

NRMSD	<i>Normalized Root Mean Square Deviation</i> - Desvio Médio Quadrático Normalizado
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PS	<i>Pattern Search</i> - Busca por Padrões
P&O	Perturbe & Observe
PI	Proporcional-Integral
PV GAP	<i>Global Approval Program for Photovoltaics</i>
RCMU	<i>Residual Current Monitoring Unit</i> - Unidade de Monitoramento da Corrente Residual
RMSD	<i>Root Mean Square Deviation</i> - Desvio Médio Quadrático
STC	<i>Standard Test Conditions</i> - Condições Padrões de Teste
TH-PS	Técnica híbrida baseada no <i>pattern search</i>
UB	<i>Upper Bound</i> - Limite Superior
WRC	<i>World Radiation Center</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> - Comutação sob Corrente Nula
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> - Comutação sob Tensão Nula

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Altura ou elevação solar
α_i	Coefficiente de variação da corrente de curto-circuito com a temperatura
β	Inclinação da superfície de captação
β_S	Coefficiente de variação da tensão de circuito aberto com a irradiância
β_T	Coefficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura
ΔI_{sc}	Variação da corrente de curto-circuito
ΔP	Variação de potência elétrica
ΔP_{max}	Variação da potência máxima
ΔV	Variação de tensão elétrica
ΔV_{oc}	Variação da tensão de circuito aberto
ε_V	Erro de tensão elétrica
η	Rendimento
γ	Ângulo Azimutal da Superfície
γ_{Rp}	Coefficiente exponencial da irradiância para resistência paralela
γ_{Rs}	Coefficiente exponencial da irradiância para resistência série
γ_s	Ângulo Azimutal do Sol
θ	Ângulo de incidência
θ_z	Ângulo Zenital
A	Fator de idealidade
A_{FV}	Área do módulo fotovoltaico
A_1	Fator de idealidade relativa ao fenômeno de difusão
A_2	Fator de idealidade relativa ao fenômeno de recombinação
A_{ref}	Fator de idealidade de referência
B	Constante independente da temperatura, usada para calcular $I_{sat}(T)$
C_1 e C_2	Capacitores de saída do micriconversor c.c./c.c.

C_{c1} e C_{c2}	Capacitores de grampeamento do micriconversor c.c./c.c.
C_{FV}	Capacitor de entrada do micriconversor c.c./c.c.
d	Diodo
D	Razão cíclica
D_{c1} e D_{c2}	Diodos de grampeamento do micriconversor c.c./c.c.
D_{ext}	Diodo externo
D_{out1} e D_{out2}	Diodos de saída do micriconversor c.c./c.c.
E_g	Energia do <i>gap</i>
$erro_a$	Erro absoluto em potência para um ponto de tensão específico
f_s	Frequência de chaveamento
G	Ganho de tensão
I	Corrente elétrica
i_{C1} e i_{C2}	Correntes dos capacitores de saída do micriconversor c.c./c.c.
i_{Cc1} e i_{Cc2}	Correntes dos capacitores de grampeamento do micriconversor c.c./c.c.
I_{curva}	Valores de corrente obtidos a partir das curvas I-V experimentais ou obtidas dos <i>datasheets</i>
i_{Dout1} e i_{Dout2}	Correntes dos diodos de saída micriconversor c.c./c.c.
I_d	Corrente do diodo
I_g	Corrente fotogerada
i_{lk1} e i_{lk2}	Correntes das indutâncias de dispersão micriconversor c.c./c.c.
i_{Lm1} e i_{Lm2}	Correntes das indutâncias de magnetização micriconversor c.c./c.c.
I_{modelo}	Valores de corrente gerados a partir da simulação do modelo elétrico com os parâmetros estimados por uma técnica específica
I_{mp}	Corrente de máxima potência
i_{S1} e i_{S2}	Correntes das chaves do micriconversor c.c./c.c.
I_{sat}	Corrente de saturação
I_{sc}	Corrente de curto-circuito

$I_{sc,ref}$	Corrente de curto-circuito de referência
k	Constante de Boltzmann
k_1	Razão entre V_{mp} e V_{oc}
k_i	Constante do controlador integral
k_p	Constante do controlador proporcional
k_{Rp}	Coefficiente linear de temperatura para resistência paralela
k_{Rs}	Coefficiente linear de temperatura para resistência série
L	Indutância
l_k	Indutância de dispersão do indutor acoplado
L_m	Indutância de magnetização do indutor acoplado
N_{curva}	Número de curvas I-V
N_{pontos}	Número de pontos extraídos da curva I-V real do módulo fotovoltaico
N_s	Número de células associadas em série no módulo fotovoltaico
P_{curva}	Produto, ponto a ponto, dos pares obtidos a partir das curvas I-V experimentais ou obtidas dos <i>datasheets</i>
P_{in}	Potência de entrada
P_{modelo}	Produto, ponto a ponto, dos pares I-V gerados a partir da simulação do modelo elétrico com os parâmetros estimados por uma técnica específica
P_{mp}	Potência máxima
P_{nom}	Potência nominal
q	Carga do elétron
R_L	Resistência de carga
R_p	Resistência paralela
$R_{p,ref}$	Resistência paralela de referência
R_s	Resistência série
$R_{s,ref1}$	Resistência série referente à irradiância
$R_{s,ref2}$	Resistência série referente à temperatura

S	Irradiância
S_d	Irradiância incidente
$S_{d,\beta}$	Irradiância que incide normalmente a a qualquer superfície inclinada
$S_{d,h}$	Irradiância que incide normalmente a um plano horizontal
T	Temperatura
V	Tensão elétrica
V_0	Tensão de saída do micriconversor c.c./c.c.
v_{Cc1} e v_{Cc2}	Tensões dos capacitores de grampeamento do micriconversor c.c./c.c.
v_{D1} e v_{D2}	Tensões de grampeamento do micriconversor c.c./c.c.
v_{Dc1} e v_{Dc2}	Tensões dos diodos
V_{fv}	Tensão do módulo fotovoltaico
V_{fv}^*	Tensão do módulo fotovoltaico de referência
v_{in}	Tensão de entrada do micriconversor c.c./c.c.
v_{Lk1} e v_{Lk2}	Tensões das indutâncias de dispersão micriconversor c.c./c.c.
v_{Lm1} e v_{Lm2}	Tensões das indutâncias de magnetização micriconversor c.c./c.c.
V_{mp}	Tensão de máxima potência
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
$V_{oc,ref}$	Tensão de circuito aberto de referência
v_{S1} e v_{S2}	Tensões das chaves do micriconversor c.c./c.c.
V_t	Tensão térmica
X_0	Vetor inicial

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Estado da Arte da Modelagem de Módulos Fotovoltaicos	24
1.2	Estado da arte de algoritmos de MPPT	27
1.3	Estado da arte de conversores fotovoltaicos	31
1.3.1	Configuração Centralizada	33
1.3.2	Configuração <i>String</i>	34
1.3.3	Configuração <i>MultiString</i>	35
1.3.4	Configuração com Módulos Integrados	36
1.4	Objetivos e Contribuições da Tese de Doutorado	40
1.4.1	Objetivo Geral	40
1.4.2	Objetivos Específicos	41
1.5	Metodologia	41
1.6	Organização Textual	43
2	ASPECTOS GERAIS SOBRE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	45
2.1	Aspectos Gerais	45
2.1.1	Radiação Solar	45
2.1.2	Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica de junção única	50
2.1.3	Tecnologias Fotovoltaicas	53
2.2	Fatores que Influenciam as Características Elétricas de uma Célula Fotovoltaica	53
2.2.1	Processo de fabricação	54
2.2.2	Energia de <i>gap</i>	54
2.2.3	Irradiância	56
2.2.4	Temperatura	56
2.2.5	Espectro solar	58
2.2.6	Ângulo de Incidência	59
2.3	Circuito Equivalente para Módulos Fotovoltaicos	60
2.3.1	Corrente de Curto-Circuito	64
2.3.2	Tensão de Circuito Aberto	65
2.3.3	Fator de Forma (FF)	66
2.3.4	Rendimento (η)	67
2.4	Resumo	69
3	ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS A PARTIR DE UMA CURVA	70
3.1	Simulação Computacional do Módulo Fotovoltaico	70
3.1.1	Resolução da equação transcendental	70
3.1.2	Obtenção das curvas I-V	71
3.1.3	Definição dos erros	71

3.1.4	Técnicas de Estimação dos Parâmetros do Modelo	73
3.1.5	Proposta de uma técnica de estimação baseada no algoritmo <i>pattern search</i> e na minimização do EMAP	73
3.2	Avaliação das Técnicas de Estimação de Parâmetros	77
3.3	Caracterização das Curvas I-V	79
3.3.1	Vantagens e Desvantagens dos Métodos de Caracterização	82
3.3.2	Requisitos Gerais de Medição	83
3.4	Estimação a partir de Curvas de <i>Datasheets</i>	84
3.5	Estimação a partir de Curvas Experimentais	85
3.5.1	Descrição das Estações de Medição	85
3.5.2	Considerações sobre o Sensor de Irradiância	86
3.5.3	Resultados Comparativos entre as Técnicas de Estimação de Parâmetros	88
3.6	Resumo	92
4	PROPOSTA DE MODELO PARA MÓDULOS FOTOVOLTAICOS BASE- ADO NO SEU COMPORTAMENTO FÍSICO	93
4.1	Expressões que Descrevem o Comportamento Físico dos Módulos Fotovoltaicos	93
4.1.1	Dependência dos parâmetros de um módulo fotovoltaico com a irradiância	93
4.1.2	Dependência dos parâmetros de um módulo fotovoltaico com a temperatura	97
4.2	O Modelo Global Não-Linear	99
4.3	Processo de Estimação dos Parâmetros do MGNL	101
4.3.1	Etapa 1 - Determinação dos parâmetros relativos à condição ambiental de referência	101
4.3.2	Etapa 2 - Determinação dos parâmetros relativos a I_{sc} e V_{oc}	103
4.3.3	Etapa 3 - Determinação dos demais parâmetros do MGNL	105
4.4	Validação do MGNL	108
4.4.1	Validação através do conjunto de treinamento	109
4.4.2	Validação através de curvas diferentes das usadas no treinamento	115
4.4.3	Validação através da estimação do perfil diário de potência máxima	117
4.4.4	Validação através da comparação com modelos semelhantes	123
4.5	Resumo	129
5	MGNL APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO	130
5.1	Técnicas de MPPT	130
5.1.1	Técnica Perturbe & Observe (WASYNEZUK,)	130
5.1.2	Técnica da máxima potência por curva característica (MPCC) (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018)	132
5.1.3	MPPT HÍBRIDO: MPCC + P&O	134
5.2	CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO	135
5.2.1	Justificativa para a escolha da topologia	135
5.2.2	Análise do conversor	138
5.2.3	Projeto dos Elementos Passivos e Semicondutores	147

5.2.4	Projeto do Controlador	148
5.3	Montagem Experimental	153
5.3.1	Descrição do Protótipo	154
5.4	Avaliação do Funcionamento do MGNL Aplicado ao Algoritmo MPCC	158
5.4.1	Resultados de simulação	158
5.4.2	Resultados Experimentais	160
5.5	Resumo	164
6	CONCLUSÕES	165
6.1	Trabalhos Futuros	167
6.2	Publicações do Autor Associadas à Tese de Doutorado	167
6.2.1	Publicações em Periódicos Internacionais Qualis A1	167
6.2.2	Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais	168
	REFERÊNCIAS	169
	APÊNDICE A – AVALIAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE DI- ODO ÚNICO ATRAVÉS DE UM MODELO DE REFE- RÊNCIA	180
	APÊNDICE B – AVALIAÇÃO DO MODELO GLOBAL NÃO-LINEAR ATRAVÉS DE UM MODELO DE REFERÊNCIA	195
	APÊNDICE C – SCRIPT DA TÉCNICA PS-EMAP	206
	APÊNDICE D – SCRIPT PARA ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MGNL	210

1 INTRODUÇÃO

Desde a Revolução Industrial, a competitividade econômica dos países e a qualidade de vida de seus cidadãos são diretamente influenciadas pela energia elétrica. Em um mercado global e em face das crescentes preocupações com o meio ambiente, essa influência se mostra cada vez mais decisiva, pois as economias que melhor se posicionam quanto ao acesso a recursos energéticos de baixo custo e de baixo impacto ambiental acabam se destacando em relação às demais (TOLMASQUIM; GUERREIRO; GORINI, 2007). Sendo assim, a diversificação das fontes de geração de energia elétrica se tornou um dos temas mais relevantes no aspecto estratégico mundial, no qual se busca não se tornar dependente de uma só fonte, que pode se esgotar, se tornar escassa ou, por questões políticas e econômicas, ser de difícil acesso. Nesse cenário, as fontes renováveis de energia, tais como solar, eólica e células de combustível, tornaram-se muito atrativas nas últimas décadas, virando objeto de estudo para diversos trabalhos presentes na literatura (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

O uso de sistemas fotovoltaicos (FV) tornou-se uma das formas mais populares de aproveitar o recurso solar. Isto porque, além de converter uma fonte de energia inesgotável em energia elétrica, pode ser utilizado para a geração centralizada ou distribuída, sendo adequada tanto para aplicações terrestres (locais urbanos ou rurais) como para aplicações espaciais (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

A trajetória dessa tecnologia pode ser dividida em quatro fases:

- a) Primeira fase: inicialmente, as células fotovoltaicas eram utilizadas em aplicações espaciais;
- b) Segunda fase: Na década de 1970, como consequência da crise do petróleo, sistemas fotovoltaicos começaram a se viabilizar economicamente no atendimento de áreas terrestres isoladas, utilizada em conjunto com baterias;
- c) Terceira fase: no final da década de 1990, alguns países lançaram programas de estímulo à geração fotovoltaica conectada à rede, em conjunto com o pagamento de tarifas-prêmio pela energia gerada por estes sistemas. Tais medidas levaram a uma forte redução dos custos dos sistemas fotovoltaicos, viabilizando ao longo da década atual o terceiro estágio de desenvolvimento: paridade tarifária na geração distribuída. Esse estágio deve ser alcançado na maior parte do mundo até 2020.
- d) Quarta fase: esta fase de desenvolvimento começa a se materializar atualmente, com a energia fotovoltaica se tornando competitiva com fontes convencionais de energia na geração centralizada. Estima-se que esse estágio se realize em meados da próxima década (TOLMASQUIM, 2016). Esta afirmação é ilustrada na Figura 1, na qual é mostrada, através de valores calculados a partir de várias referências (LAZARD, 2018), a evolução dos custos das várias tecnologias energéticas nos últimos 10 anos.

Com a inclusão dos sistemas fotovoltaicos na matriz elétrica, a variabilidade também

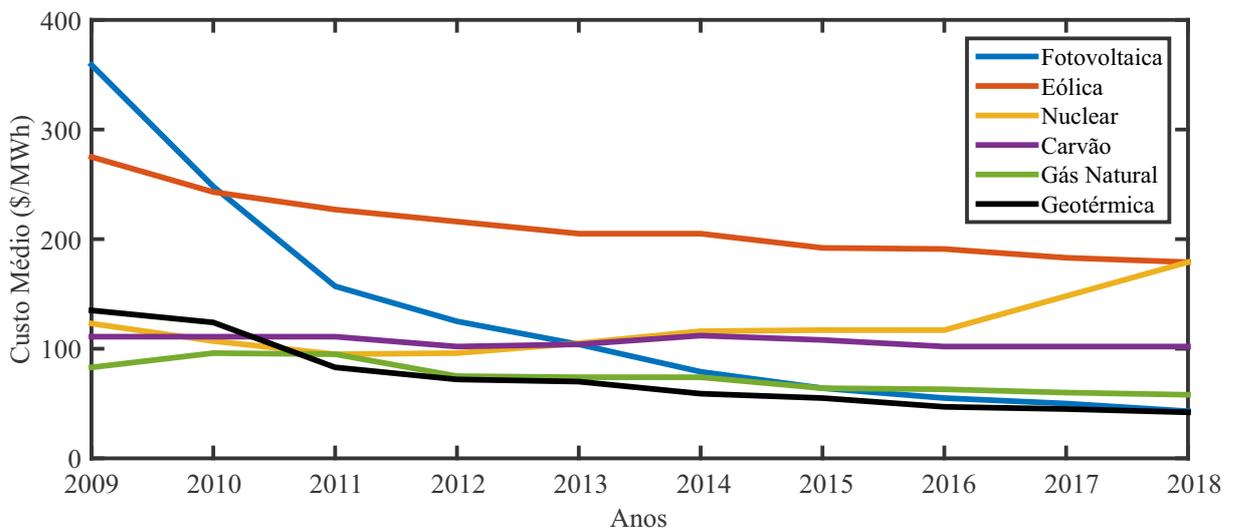
passa a fazer parte do sistema de geração devido à intermitente característica do recurso solar. As variações da geração fotovoltaica, contudo, são percebidas como variações na demanda equivalente do sistema de geração convencional, que agora precisa reagir às variações tanto da demanda convencional como da geração fotovoltaica, que possuem maior incerteza associada. De uma forma geral, pode ser observado o surgimento dos seguintes problemas associados a esse tema (SHIVASHANKAR *et al.*,):

- Flutuações de tensão;
- Ilhamento não intencional;
- Flutuações de Potência; e
- Instabilidade na frequência da rede.

Devido a esses desafios, a incentivos a energias renováveis e à redução de custos, pesquisas em geração fotovoltaica têm atraído atenção significativa. No entanto, a capacidade instalada de geração fotovoltaica ainda é muito menor do que a de geração eólica (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Para se ter uma ideia, segundo o ONS, a capacidade instalada de geração eólica no Brasil até o ano de 2018 era de 14,14 GW, contra apenas 1,78 GW de geração fotovoltaica (ONS, 2019). Porém, com a contínua diminuição do custo e o aumento da eficiência, espera-se que a geração fotovoltaica se torne uma das principais energias renováveis em todo o mundo (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

Tais fatores servem de estímulo para pesquisas nas mais diversas áreas, incluindo estudos dos módulos fotovoltaicos, dos conversores eletrônicos de potência e dos seus respectivos esquemas de controle, os quais formam a base da geração solar fotovoltaica (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). A maneira pela qual os módulos fotovoltaicos e os conversores são conectados

Figura 1 – O custo da eletricidade para diferentes tecnologias, para o período 2009-2018.



Fonte: Adaptado de Lazard (2018).

à rede elétrica varia bastante, onde cada topologia oferece alguma vantagem em termos de controlabilidade, eficiência, custo e confiabilidade. Assim, uma das linhas de pesquisa que mais chama a atenção na atualidade é a contínua busca por novas configurações e estratégias de controle para sistemas fotovoltaicos (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

1.1 Estado da Arte da Modelagem de Módulos Fotovoltaicos

Os modelos matemáticos para células e/ou módulos fotovoltaicos são muito importantes quando se faz necessária uma melhor compreensão do seu funcionamento. Esses modelos podem ser úteis para os seguintes fins (SAUER; ROESSLER; HANSEN, 2015), (ROMERO *et al.*, 2015), (DALLANESE *et al.*, 2015), (SITBON *et al.*, 2015), (RÜHLE *et al.*, 2015):

- Para estudar as características de sistemas de fotovoltaicos com relação a mudanças nas condições operacionais, isto é, temperatura, irradiância, condições de sombreamento parcial, etc.
- Projetar e otimizar técnicas de seguimento do ponto de máxima potência (*maximum power point tracking* – MPPT);
- Análise dinâmica de conversores e otimização de seu projeto visando atender aos padrões de qualidade de energia existentes;
- Projetar sistemas híbridos que combinem sistemas fotovoltaicos com outras fontes de energia;
- Projetar sistemas conectados à rede, examinando as influências dinâmicas dos sistemas fotovoltaicos nos níveis de subtransmissão e distribuição.

Para simulação de células fotovoltaicas, existem diferentes abordagens. Por exemplo, em (PILIOUGINE *et al.*,) redes neurais artificiais são usadas para modelar o comportamento de células fotovoltaicas. No entanto, a abordagem mais comum é aquela que modela as células fotovoltaicas como circuitos elétricos. Um modelo de circuito apropriado é aquele que emula com precisão o comportamento elétrico da célula fotovoltaica física e não é muito complexo. Portanto, um compromisso adequado entre precisão e simplicidade deve ser estabelecido durante a seleção do modelo de circuito de célula fotovoltaica (JORDEHI,). Na literatura, diferentes modelos de circuito para células fotovoltaicas foram propostos e estão exemplificados na Figura 2.

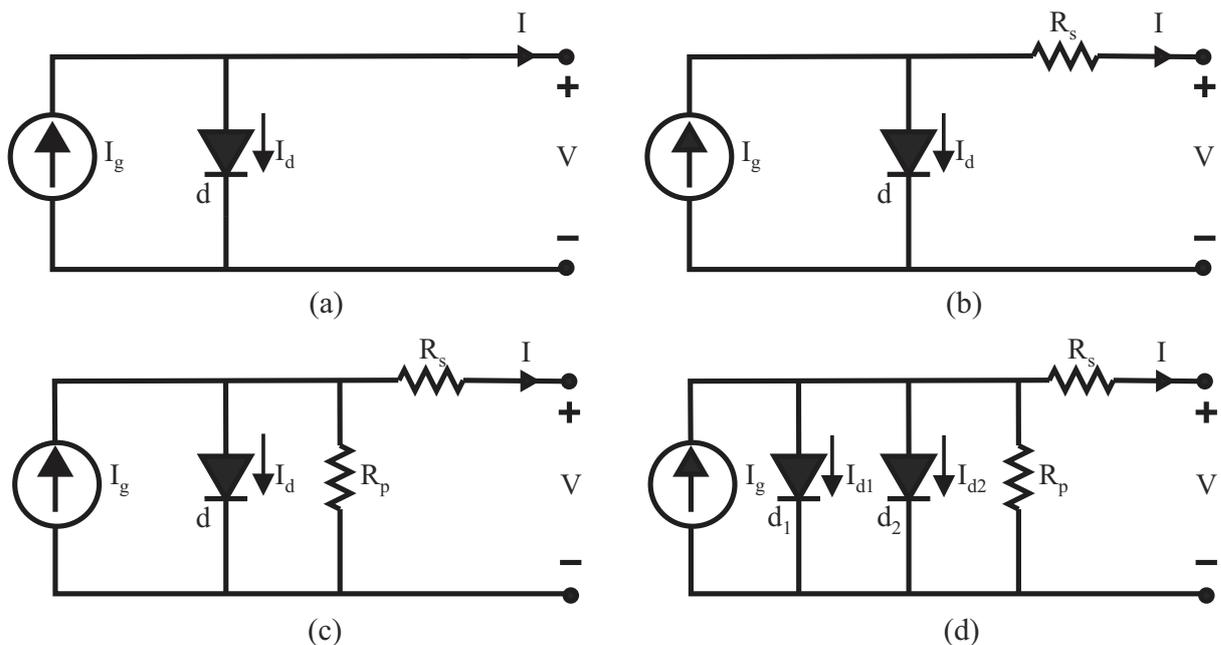
O mais simples, Figura 2 (a), consiste de uma fonte de corrente (representando a corrente fotogerada - I_g) em paralelo com um diodo (d) (que representa a junção PN da célula fotovoltaica e que é explicada no Capítulo 2). O diodo tem uma corrente (I_d) que representa a corrente devido ao mecanismo de difusão. Uma melhoria do modelo pode ser feita por adição de uma resistência série (R_s) ao circuito equivalente, representando a resistividade do material e perdas ôhmicas devido aos contatos elétricos. Este modelo também é conhecido como modelo de quatro parâmetros ou modelo- R_s (XIAO; DUNFORD; CAPEL, 2004), Figura 2 (b). Mais modificações podem ser feitas por adição de uma resistência em paralelo com a fonte de corrente, representando

as correntes parasitas (*shunt*) presentes na junção devido a estados de defeitos através do dispositivo. Neste caso, tem-se um modelo de cinco parâmetros, também conhecido como modelo R_p ou modelo de diodo único, Figura 2 (c). Esse modelo oferece um bom compromisso entre simplicidade e precisão, podendo comportar-se como o modelo R_s se R_p alcança um valor muito alto (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Já no modelo de duplo diodo (GOW; MANNING, 1999) (Figura 2 (d)), um diodo é adicionado para melhorar o ajuste da curva, sendo assim caracterizado por sua elevada precisão. No entanto, ele é mais complexo para a determinação de todos os seus parâmetros e para a simulação computacional, apresentando também baixa velocidade computacional (CHAN; PHILLIPS; PHANG, 1986), (MAHMOUD; XIAO; ZEINELDIN, 2013), por isso, não é abordado em mais detalhes neste trabalho, deixando o foco para o modelo de diodo único.

Após a escolha do modelo apropriado, os parâmetros do mesmo devem ser determinados através de alguma técnica de estimação de parâmetros. Para realizar esta tarefa de forma satisfatória, é desejável que tal técnica possua os seguintes recursos (JORDEHI,):

- Fornecer parâmetros de modelo precisos, ou seja, os parâmetros do modelo que produzem os pontos I-V os mais próximos possíveis dos dados experimentais ou das informações de *datasheet*;
- Deve ser robusto, isto é, quando aplicado a um determinado conjunto de dados por várias vezes, resultados muito semelhantes devem ser obtidos;
- Deve fornecer parâmetros de modelo precisos para diferentes conjuntos de dados;

Figura 2 – Modelos baseados em circuitos elétricos equivalentes do módulo fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de Nascimento Júnior (2018).

Porém, a determinação destes parâmetros se configura em uma tarefa complexa, pois suas relações I-V são descritas por um conjunto de equações não-lineares, cujos parâmetros são mutuamente acoplados (CHIN; SALAM; ISHAQUE, 2015), (NAYAK; MOHAPATRA; MOHANTY, 2013a), (SHONGWE; HANIF, 2015). Devido a esta complexidade, diferentes categorias de técnicas para determinar esses parâmetros foram propostas na literatura.

- Algumas técnicas são baseadas na avaliação analítica dessas equações para determinar expressões explícitas que determinam os valores dos cinco parâmetros do modelo (ACCARINO *et al.*, 2013), (BATZELIS; Routsolias; Papatthanassiou, 2014), (BATZELIS; Papatthanassiou, 2016). As técnicas desta categoria resolvem apenas equações matemáticas explícitas, que são muito simples e precisam de pouco esforço computacional, pois apenas uma iteração é necessária (EDDINE *et al.*,). Por outro lado, na maioria dos casos, as equações algébricas resultantes são transcendentais e muito difíceis de serem resolvidas. Em alguns casos, as estimativas iniciais de parâmetros são necessárias. Alguns deles são baseados em dados que não estão disponíveis na prática, ou seja, dados que não são fornecidos pelos fabricantes. Em outros casos, suposições simplificadoras são usadas, reduzindo a precisão dos parâmetros do modelo. Por fim, grande parte dos exemplares desta categoria sofrem com problemas de convergência (JORDEHI,);
- Outra abordagem bastante usada é formular um sistema de equações a partir dos dados de *datasheets* do fabricante (MAHMOUD; XIAO; ZEINELDIN, 2013), (CARRERO *et al.*, 2011), para resolver, através de métodos numéricos, as equações transcendentais que as técnicas analíticas não conseguem. Com estes métodos numéricos, um sistema de equações é formado para pontos operacionais específicos, como o ponto de curto-circuito (I_{sc} - máxima corrente em um módulo fotovoltaico), o ponto de circuito aberto (V_{oc} - máxima tensão em um módulo fotovoltaico) e o ponto de máxima potência (*maximum power point* – MPP). Estes sistemas são então resolvidos através de um algoritmo numérico ou iterativo. Algumas desvantagens dessa categoria são a complexidade e a convergência computacionais adicionais devido à solução numérica de grandes sistemas de equações;
- O problema de estimação de parâmetros do modelo de células fotovoltaicas pode ser facilmente traduzido em um problema de otimização. Neste sentido, outras abordagens para determinar os parâmetros do modelo aplicam um ajuste de curva (SILVA *et al.*, 2016) ou algoritmos de otimização (NAYAK; MOHAPATRA; MOHANTY, 2013a), (ALRASHIDI; ALHAJRI; EL-NAGGAR, 2011), (SOON; LOW, 2012), (ISHAQUE; SALAM, 2011), (RAJASEKAR; KUMAR; VENUGOPALAN, 2013), (BONANNO *et al.*, 2012), em que os parâmetros buscados são obtidos minimizando a diferença entre a totalidade dos dados fornecidos por *datasheets* e os dados obtidos pela modelagem. Com isso, as técnicas desta categoria tendem a ser mais precisas que as demais. Porém, o problema de otimização resultante é não-linear, restrito e contínuo, se configurando em um complexo problema de otimização, que, dependendo da técnica de otimização adotada, pode ser dependente do ponto de partida ou ser susceptível a convergir para mínimos locais ao invés de encontrar a solução global (ALHAJRI *et al.*, 2012),

(CERVellini *et al.*, 2016).

Após essa análise inicial, foi constatado que a principal desvantagem dessas técnicas é que a determinação dos parâmetros do modelo é, geralmente, realizada somente para a condição de teste padrão (*standard test conditions* – STC), que equivale a uma irradiância (S) de 1000 W/m² e uma temperatura (T) de 25°C. Com isso, se faz necessário executar novamente a técnica de estimação de parâmetros para cada nova condição de S e T que se deseja avaliar. Assim, diferentes conjuntos de parâmetros são obtidos para cada condição ambiental distinta. Além disso, para valores de S e T dos quais não se tem nenhuma informação prévia, seja de curva I-V ou a partir de *datasheet*, é necessário utilizar um método de extrapolação para a determinação dos parâmetros. Uma vez que os parâmetros estimados para cada curva são baseados apenas em um ajuste matemático da curva, não há interpretação física para a variação destes parâmetros, tornando este processo de extrapolação impreciso. Alguns autores (GOW; MANNING, 1999), (COSTA *et al.*, 2010), (CERNA; BENDA; MACHACEK, 2012), (MERMOUD; LEJEUNE, 2010), (BENSALEM; CHEGAAR, 2013), (PIAZZA; VITALE, 2002) propõem equações que relacionam a variação nos parâmetros do modelo fotovoltaico com mudanças nas condições ambientais, no entanto, com pouca ou nenhuma relação com a física da célula fotovoltaica.

Em (SILVA *et al.*, 2016), foi proposta uma técnica que identifica os parâmetros do modelo elétrico, apresentando alguma correspondência com o comportamento físico dos módulos fotovoltaicos. A técnica foi capaz de encontrar cinco parâmetros desconhecidos do modelo de diodo único, usando dados fornecidos pelo *datasheet* do fabricante ou curvas experimentais. A técnica baseou-se em uma varredura completa dos possíveis valores físicos dos parâmetros no STC e considerou a dependência de R_s com a temperatura e a irradiância. Embora interessante, esta técnica é limitada e incompleta, uma vez que não considerou a possível dependência dos outros parâmetros com a temperatura e irradiância, ou seja, não podia representar completamente os fenômenos físicos dos módulos fotovoltaicos.

Logo, observa-se a necessidade de um modelo que seja não só preciso, mas também flexível. Essa flexibilidade do modelo representa justamente a sua capacidade de extrapolar curvas P-V e I-V, de forma precisa e em consonância com a física do módulo, para valores de irradiância e temperatura diferentes dos usados no processo de estimação de parâmetros.

1.2 Estado da arte de algoritmos de MPPT

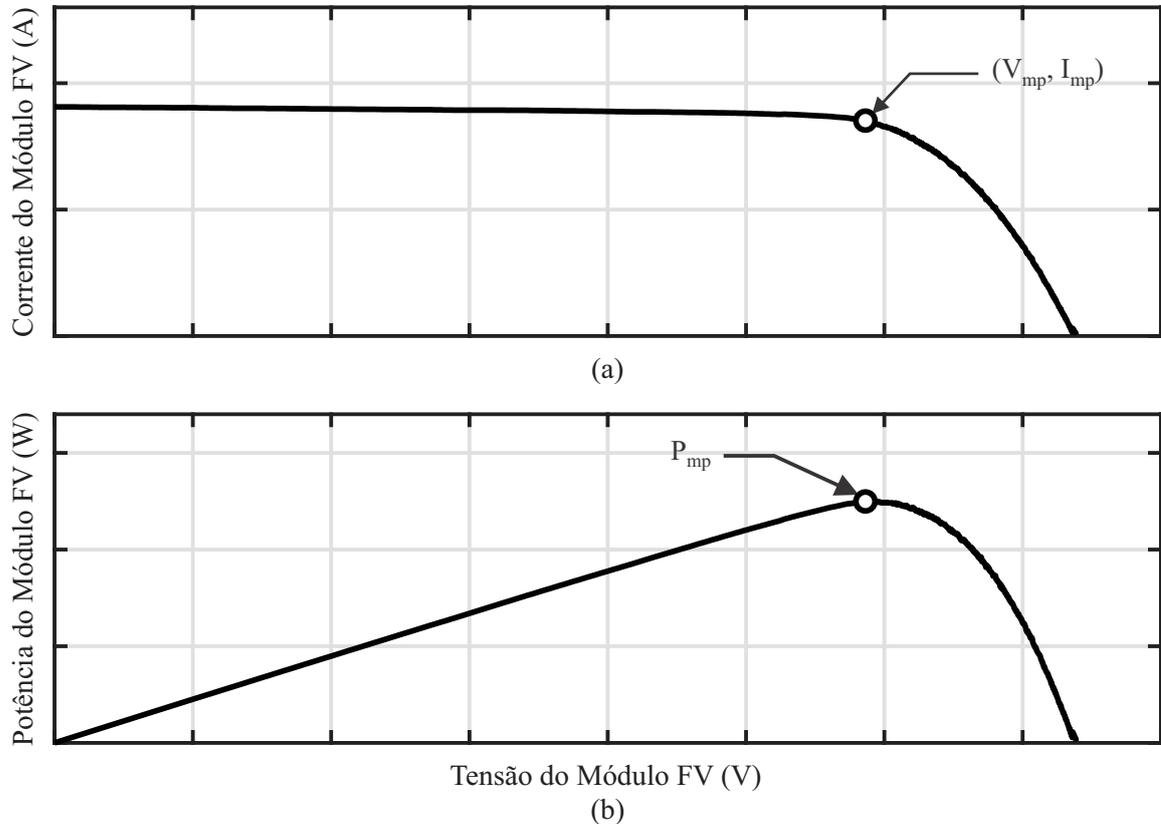
Em uma planta de geração fotovoltaica, os módulos são conectados a conversores chaveados, sendo possível, com o controle adequado, aumentar a produção de energia e a eficiência em quaisquer condições ambientais. Esta tarefa é realizada pelo MPPT - *Maximum Power Point Tracking* (Seguimento do Ponto de Máxima Potência), que fornece uma referência de corrente ou de tensão (associada à máxima potência que pode ser gerada) para o conversor. Isto ocorre porque existe um único ponto, o já mencionado MPP (V_{mpp} , I_{mpp}), no qual a potência

de saída do painel fotovoltaico é máxima (Figura 3).

Quando uma carga é diretamente acoplada ao painel fotovoltaico, como mostrado na Figura 4 (a), então o ponto de operação do sistema é definido pela interseção da característica I-V do módulo com a linha de carga como na Figura 4 (b). Valores distintos de resistência de carga, R_L , geram diferentes pontos de operação, como também pode ser visto nos pontos A e B da Figura 4 (b). As potências nesses pontos A e B são definitivamente menores que o MPP, pois não estão alinhados com o mesmo. Isso significa que o ponto de operação do painel fotovoltaico com uma carga acoplada diretamente é basicamente definido pela carga (PRADHAN, 2014).

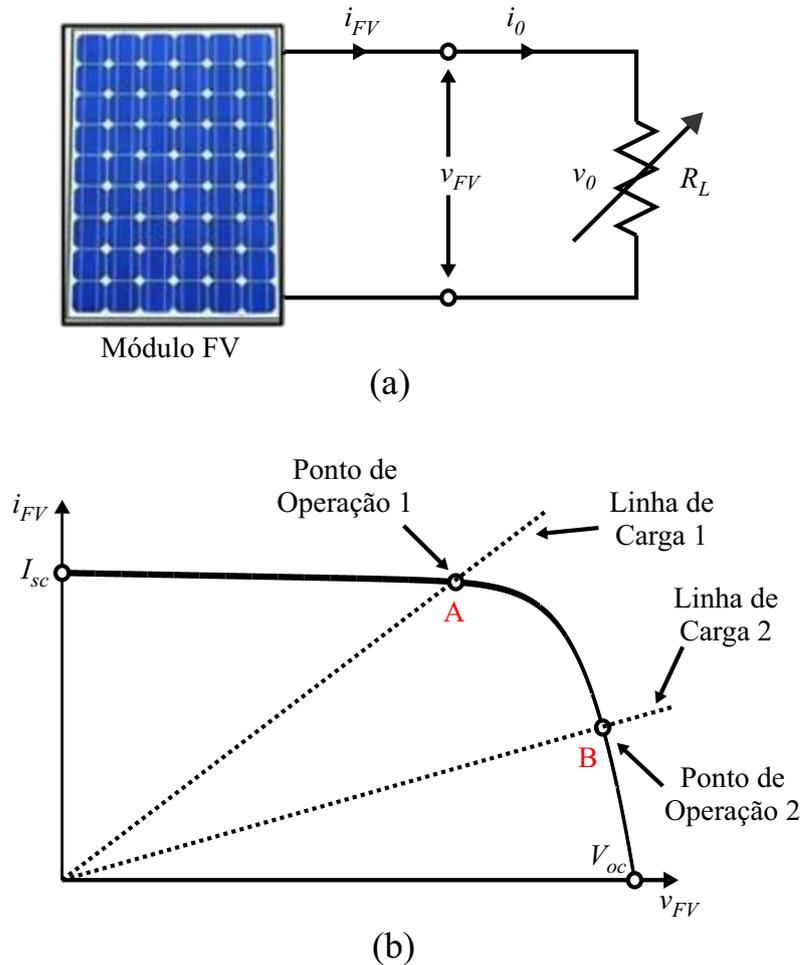
Portanto, um mecanismo deve ser planejado para forçar o ponto de operação da carga a emparelhar com o MPP. Essa tarefa pode ser realizada por um algoritmo MPPT, juntamente com um conversor c.c.-c.c. instalado entre o painel fotovoltaico e uma carga fixa, conforme mostrado na Figura 5. O algoritmo MPPT calcula o ponto operacional de referência (podendo calcular V_{ref} , I_{ref} ou alterar diretamente a razão cíclica) no qual a potência é máxima e, em seguida, o conversor c.c.-c.c. força o sistema fotovoltaico a operar nesse ponto de referência (PRADHAN, 2014). Neste caso, o conversor c.c.-c.c. funciona como uma carga modulada, forçando o ponto de operação a emparelhar com o MPP, pois os valores de tensão e corrente correspondentes ao MPP

Figura 3 – Curvas características de um módulo fotovoltaico: (a) corrente em função da tensão; (b) potência em função da tensão.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 4 – Pannel fotovoltaico com carga diretamente ligada e (b) Ponto de funcionamento de um sistema fotovoltaico com carga acoplada.



Fonte: Adaptado de Pradhan (2014).

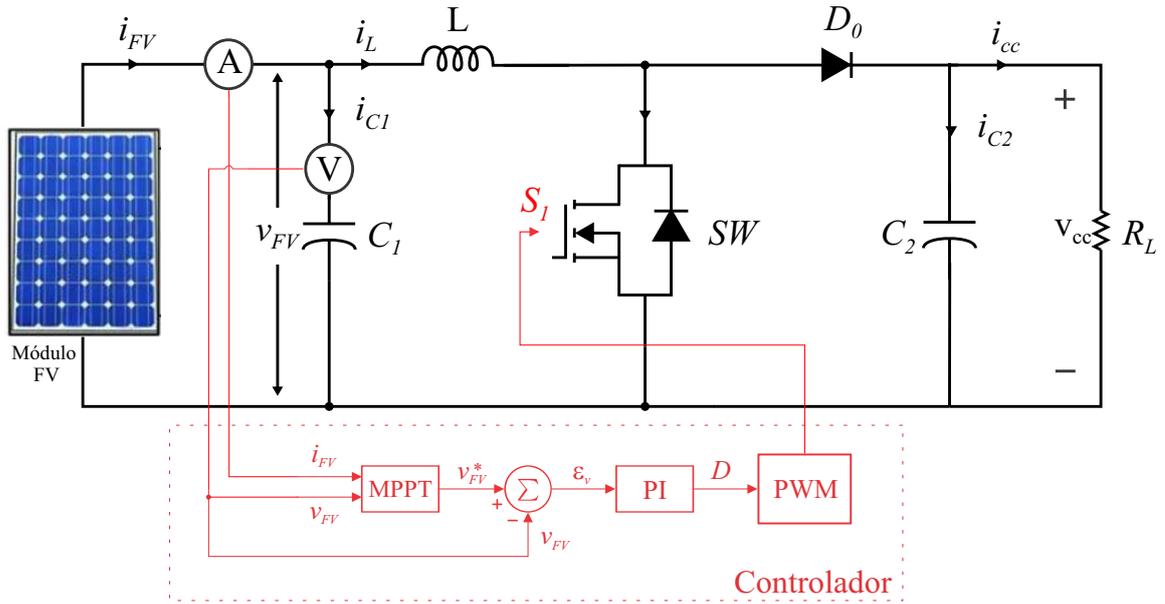
são utilizados para modificar a curva de impedância de entrada do conversor estático (segundo o princípio da máxima transferência de potência), a fim de que ela intercepte o ponto de máxima potência instantaneamente (“casamento” de impedância).

No entanto, o MPP sofre influências não lineares com as condições climáticas, principalmente com a temperatura e a irradiância, como pode ser visto na Figura 6. Com isso, as técnicas heurísticas demoram para encontrar o ponto (transitório longo) ou falham e resultam em uma operação em um ponto máximo local. (6 (b)).

Considerando que cada técnica de MPPT tem seus pontos positivos e negativos, torna-se difícil avaliar seus desempenhos individualmente. Sendo assim, as comparações são realizadas através de estudos de vantagens e desvantagens, estratégia e número de variáveis de controle, tipos de circuitos e aplicações, além dos requisitos relacionados a convergência, resposta dinâmica, erro de regime permanente e robustez a distúrbios (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

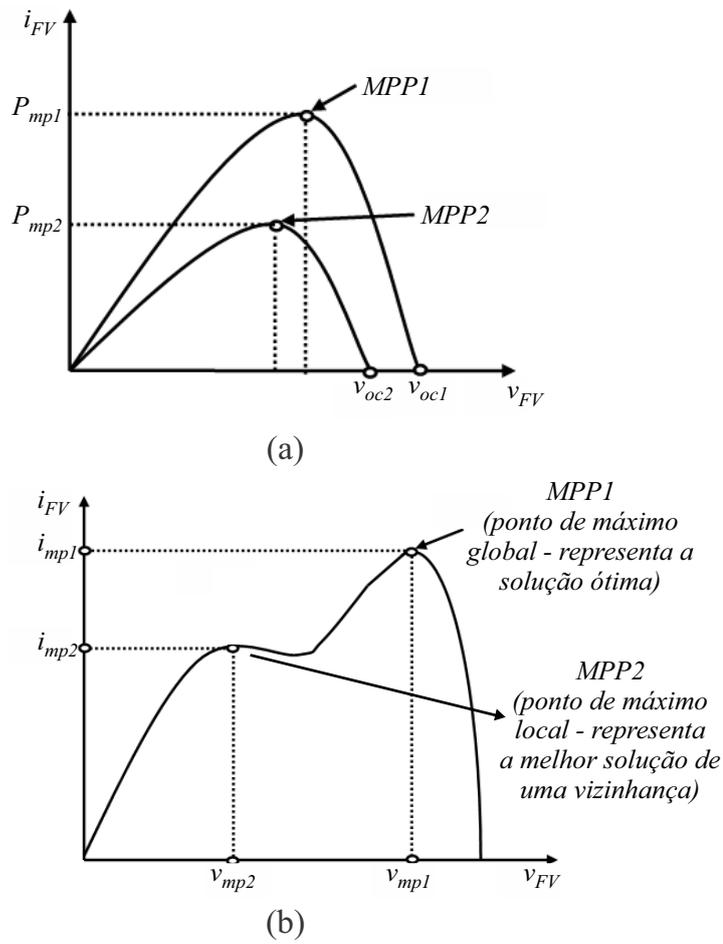
As referências (SARAVANAN; RAMESH,), (REISI; MORADI; JAMASB,), (SUBUDHI; PRADHAN,) e (BRITO *et al.*,) apresentam alguns estudos comparativos sobre as principais técnicas de MPPT existentes. De um modo geral, as várias técnicas de MPPT propostas ao longo

Figura 5 – Um sistema fotovoltaico autônomo com MPPT.



Fonte: Adaptado de Pradhan (2014).

Figura 6 – Variação do MPP para (a) diferentes condições ambientais e (b) sob condição de sombreamento parcial.



Fonte: Adaptado de Pradhan (2014).

dos anos podem ser classificadas em três grupos distintos (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018):

1. Heurísticos;
2. Baseados em modelos.
3. Híbridos

Os tradicionais métodos de rastreamento, como os algoritmos “Perturbe & Observe” (P&O) e “Condutância Incremental”, não são eficientes em situações de mudanças rápidas nas condições ambientais, enquanto que um MPPT baseado no modelo do módulo fotovoltaico (MB MPPT - *Model Based MPPT*) oferece um melhor desempenho dinâmico (CRISTALDI *et al.*, a). Além disso, estas técnicas apresentam uma maior velocidade de convergência, com a desvantagem de dependerem dos parâmetros do painel e, em alguns casos, sensores de irradiância e temperatura (VITORINO *et al.*,). Sendo assim, uma vez obtido um modelo preciso, isto é, que descreva o comportamento do módulo para quaisquer condições ambientais com maior exatidão possível, a tensão do ponto de máxima potência mais adequada poderá ser prevista, tornando o MB MPPT uma opção atraente para ser empregada (HONGPENG *et al.*,)-(SHARMA; AGARWAL,). Esta filosofia ainda é recente no cenário dos algoritmos de MPPT, uma vez que é baseado em expressões analíticas e assim permite obter estratégias de controle mais eficientes (CRISTALDI *et al.*, b).

Visando melhorar a precisão dos MPPTs baseados em modelos, mantendo sua alta velocidade de convergência, têm sido propostas algumas técnicas de MPPT na literatura que combinam tanto técnicas baseadas no modelo quanto técnicas heurísticas (HARTMANN, 2013), (MAHMOUD *et al.*,), (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018), sendo categorizadas como técnicas híbridas. Essas técnicas mesclam uma técnica heurística e o modelo matemático fotovoltaico para obter um rastreamento preciso e de alta velocidade. Assim, com um modelo preciso do módulo fotovoltaico, é possível acelerar o transitório e tornar precisa a obtenção do MPP. A desvantagem deste método, em comparação com as técnicas heurísticas, é a permanência da necessidade da medição da irradiância e da temperatura. Adicionalmente, alguns autores têm proposto estimadores de irradiância de modo a diminuir o custo global do sistema (CRISTALDI *et al.*, b), (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

1.3 Estado da arte de conversores fotovoltaicos

A eficiência média dos módulos fotovoltaico comerciais está, atualmente, em torno de 25% (SOLAR, 2014), (SOLAR, 2015). Contudo, condições climáticas como irradiância e temperatura influenciam diretamente a potência gerada pelo módulo. Por este motivo, faz-se necessária a integração dos módulos com controladores eficientes, destinados a processar a energia do módulo, assim como levar a operação do módulo para o MPP, fazendo com que toda a energia fotogerada possa ser disponibilizada para uso. Esses dispositivos implementam as já mencionadas técnicas de MPPT (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

O seguimento do MPP objetiva a obtenção da máxima potência elétrica gerada pelo módulo fotovoltaico, fazendo com que o MPPT seja parte essencial dos sistemas fotovoltaicos. Sabendo disso, a configuração topológica que forma o sistema fotovoltaico deve ser tal que busque otimizar a produção de energia elétrica, com o auxílio de um algoritmo de MPPT eficiente (ESRAM; CHAPMAN, 2007), (HOHM; ROPP, 2003).

Atualmente, existem diversas topologias de sistemas fotovoltaicos, devido à variedade de requisitos específicos e à rápida evolução tecnológica. As inovações em topologias têm evoluído tanto em praticidade quanto em complexidade, vindo a se tornar uma área de pesquisa altamente ativa, particularmente no que diz respeito a aplicações em potências bem particulares (elevadas em sistemas centrais e baixas em geração distribuída).

Quanto à sua forma de conexão, os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados da seguinte forma (OLIVEIRA, 2007):

- Sistemas isolados - em geral, utilizam alguma forma de armazenamento de energia. Este armazenamento pode ser feito através de baterias, quando se deseja utilizar aparelhos elétricos ou armazena-se na forma de energia gravitacional quando se bombeia água para tanques em sistemas de abastecimento;
- Sistemas conectados à rede - estes sistemas normalmente utilizam um grande número de painéis fotovoltaicos e, geralmente, não utilizam armazenamento de energia, pois toda a geração é entregue diretamente à rede. Todo o arranjo é conectado a conversores, que servem de elemento de interface entre o painel e a rede, de modo a adequar as formas de onda das grandezas elétricas em corrente contínua (c.c.) do painel às formas de onda em corrente alternada (c.a.) exigidas pela rede;
- Sistemas híbridos - são aqueles que, quando da necessidade de se desconectar da rede principal, apresentam várias fontes de geração de energia, como por exemplo, turbinas eólicas, geração diesel, módulos fotovoltaicos e cargas locais, operando como uma microrrede. A utilização de várias formas de geração de energia elétrica torna complexo o controle de todas as fontes para que haja máxima eficiência na entrega da energia para o usuário.

Os sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede podem ser encontrados em diferentes tamanhos e níveis de potência, para diferentes necessidades e aplicações, que vão desde um único módulo fotovoltaico, com cerca de 200 W, para mais de um milhão de módulos para sistemas fotovoltaicos com mais de 100 MW (KOURO *et al.*, 2015). Por simplicidade, sistemas fotovoltaicos conectados à rede podem ser subdivididos, de acordo com sua potência, em:

- de pequena escala (microgeração), que vão de alguns watts a algumas dezenas de kilowatts;
- de médio porte (minigerção), que vão algumas dezenas de kilowatts a algumas centenas de kilowatts; e
- de grande porte, que vão de algumas centenas de quilowatts a várias centenas de megawatts (KOURO *et al.*, 2015).

Além disso, os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados de acordo com a configuração dos módulos fotovoltaicos em:

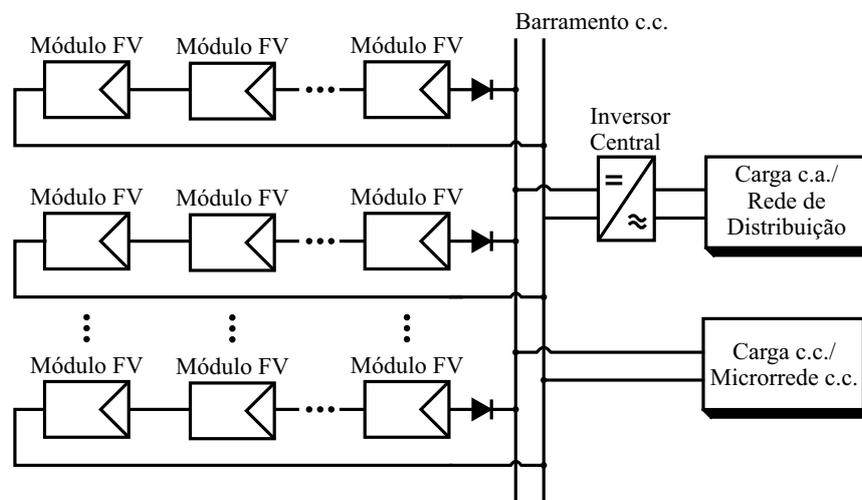
- um único módulo;
- uma *string* de módulos (conjunto de módulos interligados em série para fornecer uma maior tensão c.c.);
- múltiplas *strings* (cada uma conectada a um distinto barramento c.c.); e
- arranjos (*strings* conectadas em paralelo e interligadas a um conversor central) (KOURO *et al.*, 2015).

Além das classificações apresentadas anteriormente, os sistemas de geração fotovoltaica também podem ser classificados, quanto ao tipo de configuração adotada, em quatro categorias básicas: 1) centralizada, 2) *string*, 3) *multistring* e 4) módulos integrados (KOURO *et al.*, 2015) (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

1.3.1 Configuração Centralizada

Na Figura 7 é mostrada a configuração centralizada, na qual um único inversor conectado à rede processa a energia de múltiplas *strings* conectadas em paralelo a um único barramento c.c. comum, com o intuito de aumentar a potência fornecida (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Um diodo de bloqueio em série com cada *string* é necessário para impedir que outras *strings* ou o inversor force a *string* operar como carga (polaridade de corrente invertida) em caso de ocorrência de sombreamento parcial ou *mismatch* (KOURO *et al.*, 2015).

Figura 7 – Configuração centralizada.



Fonte: O Autor (2019).

A topologia centralizada é amplamente utilizada em usinas fotovoltaicas de grande porte, pois essa configuração oferece vantagens tais como um conjunto único de sensores, plataforma de controle e unidade de monitoramento, tornando-a uma opção atraente devido à sua simplicidade e custo reduzido (ISLAM; RAHMAN; XU, 2016), (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). No entanto, possui um número significativo de desvantagens, tais como:

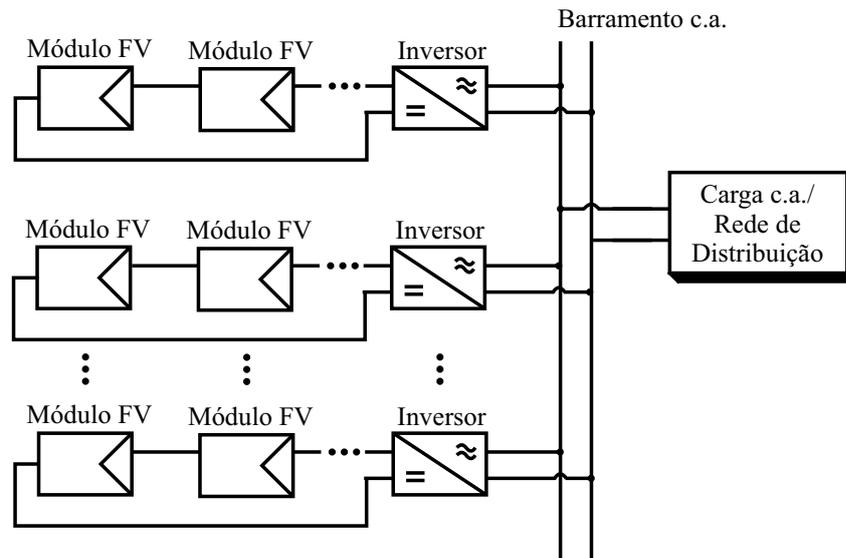
- As perdas de condução do diodo reduzem a eficiência da topologia;
- O controle da potência de saída e das perdas é pobre, já que todos os painéis fotovoltaicos são controlados por um único algoritmo de MPPT;
- Sombreamento parcial e erro de *mismatch* causam perdas de potência consideráveis;
- Baixa modularidade (o inversor é dimensionado para um certo número de módulos e *strings*, limitando futuras adições);
- As *strings* são conectadas por uma grande quantidade de cabos de média tensão c.c. (da ordem de centenas de volts), impactando no custo total (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

1.3.2 Configuração *String*

Na Figura 8 é mostrada a configuração *string*, cada *string* possui um inversor dedicado, todos conectados a um mesmo barramento c.a. (KOURO *et al.*, 2015). Elas podem ser subdivididas em topologias de um ou de dois estágios de conversão, dependendo da adição (ou não) de um estágio c.c.-c.c., usado para adaptar o nível de tensão na saída da *string* com o nível de tensão do barramento c.c. do inversor. Além disso, o estágio c.c.-c.c. desacopla o controle do MPPT do controle do lado da rede (controle das potências ativa e reativa), permitindo uma tensão fixa no barramento c.c. do inversor (KOURO *et al.*, 2015).

Além disso, os inversores podem ser encontrados com ou sem isolamento galvânico. Este isolamento pode ser introduzido no lado da rede através de transformadores de baixa frequência (volumosos, pesados e com perdas consideráveis em baixa potência) ou dentro do estágio c.c.-c.c., através de um transformador de alta frequência (leve e compacto, mas ainda com perdas adicionais). As diferentes combinações entre um ou dois estágios e com ou sem transformador têm levado a uma ampla gama de diferentes topologias (KOURO *et al.*, 2015). Esta configuração é amplamente usada, devido aos benefícios que a mesma fornece em relação à configuração centralizada (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012):

- cada *string* tem seu próprio algoritmo de MPPT, aumentando a capacidade de produção de energia elétrica;
- sombreamento parcial e erro de *mismatch* ainda geram perdas de energia, mas em menor grau;
- a adição de *strings* é mais fácil, já que não existe inversor central para limitar a tensão, a corrente ou a potência;

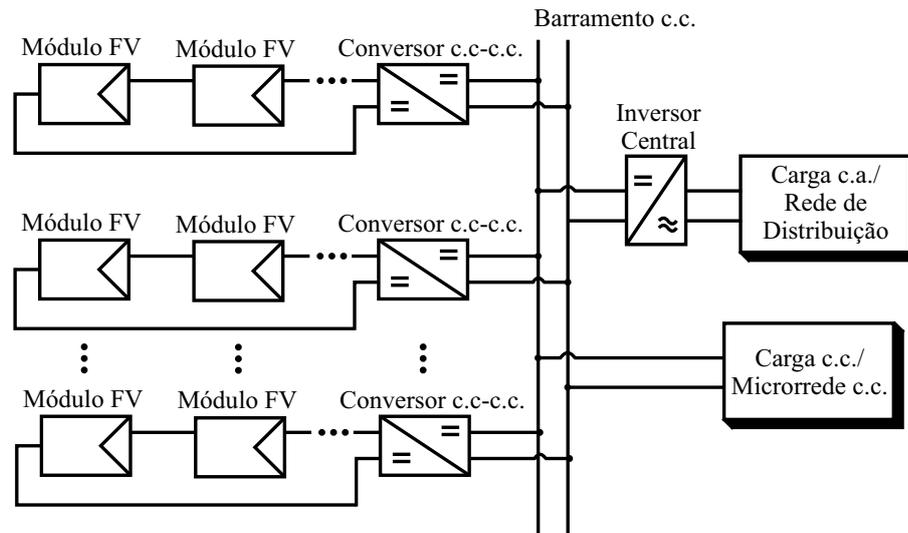
Figura 8 – Configuração *string*.

Fonte: O Autor (2019).

- caso o sistema tenha um número elevado de *strings* e inversores, o seu custo pode ser elevado, já que cada inversor deve cumprir com as fortes exigências de segurança das normas de conexão com a rede, incluindo dispositivos de proteção contra surto (DPS), unidades de monitoramento de corrente residual (*Residual Current Monitoring Unit - RCMU*), dispositivos diferenciais residuais (DR), etc.;
- geralmente, são necessários menores comprimentos de cabos de alta tensão c.c. (se houver).

1.3.3 Configuração *MultiString*

A configuração *multistring*, mostrada na Figura 9, visa alcançar uma melhor configuração, ao reunir as vantagens das topologias centralizada (simplicidade e custo, já que possui somente um inversor central) e *string* (flexibilidade, modularidade e controle individual do MPPT por *string*) (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Em geral, as *strings* são conectadas ao barramento c.c. compartilhado através de conversores c.c.-c.c., que controlam o MPPT da *string*, enquanto que um inversor centralizado se conecta com a rede (monofásica ou trifásica) e controla a demanda de potência ativa e reativa (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). As perdas de potência devido ao sombreamento parcial e a erros de *mismatch* são reduzidas devido à presença do MPPT individual (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012), o inversor central se certifica que o barramento c.c. está com a tensão adequada para a operação dos conversores c.c.-c.c. (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). *Strings* extras podem ser adicionados ao sistema, desde que o inversor central tenha capacidade de corrente suficiente (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). *Strings* também podem ser removidos do sistema, em caso de falhas ou danos, bem como para fins de manutenção, devido à modularidade

Figura 9 – Configuração *multistring*.

Fonte: O Autor (2019).

do sistema (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012).

Assim como no sistema centralizado, o inversor deverá ser projetado para as características nominais da potência total do sistema e poderá ser utilizado tanto para alimentação de uma carga específica como para a injeção do excedente de energia na rede de distribuição (PADILHA, 2011).

A existência de um único barramento c.c. desperta grande interesse no uso deste tipo de configuração em aplicações onde outras fontes geradoras de energia também façam uso desse barramento c.c. intermediário, concentrando assim toda a potência em um único inversor de saída. Um exemplo a ser citado é a interligação de geradores eólicos e sistemas fotovoltaicos, com potências diferentes entre si, para a formação de um único sistema híbrido de geração renovável. (PADILHA, 2011).

1.3.4 Configuração com Módulos Integrados

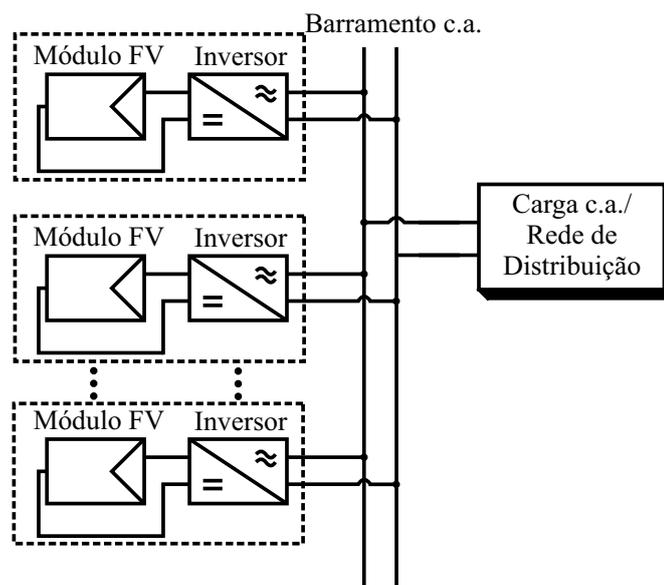
A configuração com conversor integrado ao módulo fotovoltaico pode ser subdividida em duas categorias:

1. Módulos c.a.: conversores c.c.-c.a. com ganhos de tensão elevados integrados aos módulos, todos conectados a um barramento c.a. comum (Figura 10);
2. Módulos c.c.: conversores c.c.-c.c. com ganhos de tensão elevados integrados aos módulos, todos conectados a um barramento c.c. comum, cuja energia total é processada por um inversor central (Figura 11).

Na Figura 10 é mostrada a topologia de módulos c.a.. Cada módulo fotovoltaico tem um inversor dedicado para a conexão com um barramento comum c.a. (tipicamente, a rede de distribuição) (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Portanto, esta configuração também é conhecida como inversor integrado ao módulo (*module-integrated inverter*) ou como micro inversor (*microinverter*), devido ao seu tamanho reduzido e sua baixa potência. Esta configuração oferece um melhor aproveitamento da energia disponível, quando comparada com as configurações *string* e *multistring*, já que existe um inversor por módulo, reduzindo a chance de perda de potência por sombreamento parcial, e mais módulos podem ser facilmente adicionados ao sistema (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Uma das principais desvantagens desta topologia é a elevação de tensão requerida, que geralmente é realizada por um estágio c.c.-c.c. adicional de alto ganho, levando à adição de custos e à redução na eficiência do sistema (MARKS; SUMMERS; BETZ, 2012). Além disso, outros empecilhos podem ser elencados, como o custo da instrumentação e proteção, dificuldade de coordenação centralizada para controle de potência ativa e reativa, distorção harmônica, entre outros.

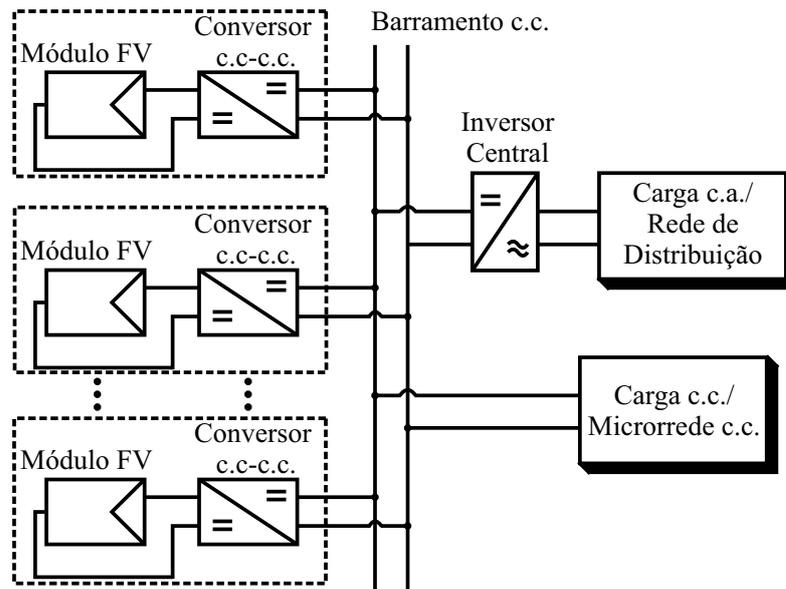
Devido à este estágio adicional, esta é a configuração que geralmente apresenta a menor eficiência de conversão de energia, que é compensada parcialmente pelo aumento da eficiência do algoritmo de MPPT distribuído (ou dedicado - DMPPT), devido ao conversor dedicado. Esta configuração é adequada para aplicações de pequena potência (incluindo o uso doméstico), em lugares muito propensos a sombreamento parcial, estruturas de telhado complexas ou combinações de diferentes orientações de telhado. O pequeno tamanho do conversor permite um projeto compacto, que pode ser fixado na parte traseira de cada módulo fotovoltaico, característica que define o seu nome (*MIC*), em referência a “micro” (KOURO *et al.*, 2015).

Figura 10 – Configuração com módulos c.a..



Fonte: O Autor (2019).

Figura 11 – Configuração com módulos c.c..



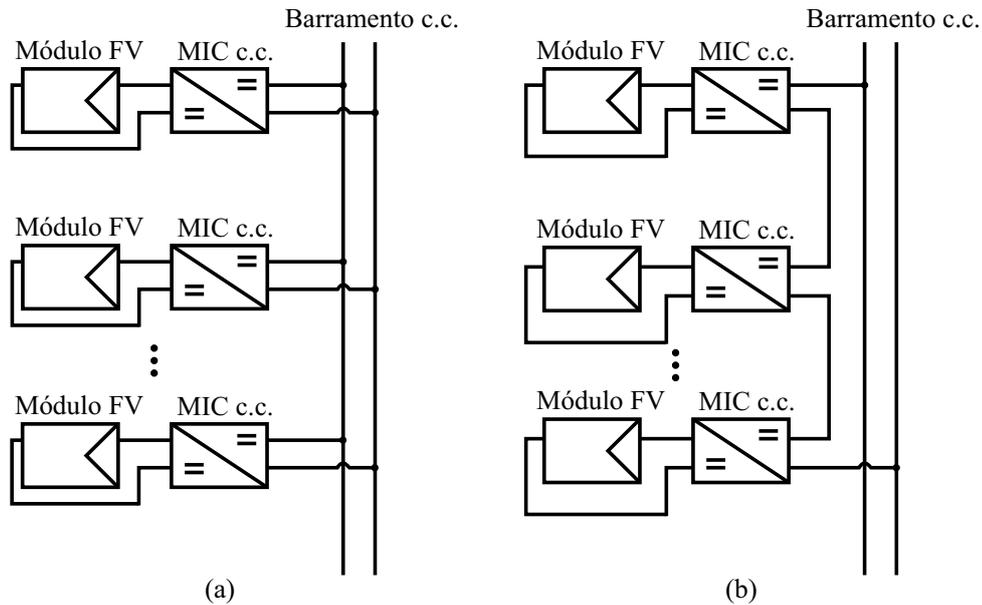
Fonte: O Autor (2019).

Na configuração módulos integrados c.c., o estágio de conversão c.c.-c.c. geralmente é introduzido para adaptar o nível de tensão do arranjo fotovoltaico ao nível do barramento c.c. do inversor, enquanto que, simultaneamente, realiza o controle do MPPT (KOURO *et al.*, 2015), tornando-o assim mais eficiente do que os micro inversores (ENERGYSAGE, 2018).

A seguir, mais algumas comparações entre MICs c.c. e c.a. (ENERGYSAGE, 2018):

- Os micro inversores tendem a custar mais do que MICs c.c. no mercado atual. Os MICs c.c. também são a opção menos dispendiosa em termos de escalabilidade. Em geral, à medida que os sistemas de painéis solares aumentam, o custo por Watt diminui. No entanto, para sistemas com micro inversores, seria necessário adquirir um micro inversor para cada painel solar adicional que for adicionado ao sistema. Já em sistemas com MICs c.c., os mesmos ainda utilizarão o mesmo inversor central. Como resultado, seu custo por Watt diminuirá conforme o tamanho do seu sistema aumentar.
- Ambos os micro inversores e MICs c.c. possuem garantia média de 25 anos. No entanto, enquanto MICs c.c. são garantidos por 25 anos, o inversor central ao qual os mesmos estão conectados normalmente possui uma garantia entre cinco a 12 anos. Garantias estendidas para inversores geralmente estão disponíveis por um custo adicional.
- Os requisitos de manutenção são diferentes para micro inversores e MICs c.c.. Micro inversores possuem mais componentes elétricos. Se um micro inversor falhar, um instalador ou electricista precisará acessar o telhado para substituí-lo. No entanto, os outros micro inversores continuarão a funcionar e o sistema continuará gerando eletricidade. Em geral, os micro inversores tendem a ter custos de manutenção relativamente altos. Porém, durante esse tempo, é provável que também ocorra uma falha no inversor central, o que significa que o sistema de painéis solares deixará de produzir eletricidade. Normalmente, o inversor

Figura 12 – Dois tipos de estrutura MIC CC: (a) conexão paralela e (b) conexão série.



Fonte: O Autor (2019).

central precisará ser substituído após 10 a 12 anos.

De modo geral, o conceito de MIC c.c. mescla as características das topologias de módulos c.a. e *multistring*, o que o torna uma alternativa viável para integração de módulos fotovoltaicos com microrredes c.c..

Como mostrado na Figura 12, os MICs c.c. apresentam dois tipos de estruturas de conexão: vários MICs conectados em paralelo a um barramento c.c. comum, como visto na Figura 12(a) e vários MICs c.c. ligados em série para que se obtenha um nível de tensão elevado o suficiente para fazer a interface com o barramento c.c.. Geralmente, a faixa de potência dos dois tipos de MICs c.c. é de 200 W a 300 W (LIANG *et al.*, 2011).

Os dois tipos de estruturas possuem características diferentes, como pode ser visto na comparação apresentada na Tabela 1.

É possível ver que, devido à sua capacidade de operação sob sombreamento parcial e sob condições de falha em outros módulos, pode-se concluir que, de uma forma geral, a conexão em paralelo é mais flexível. Logo, MICs c.c. em uma configuração paralela possuem uma maior tolerância a falhas e, conseqüentemente, uma melhor confiabilidade, o que os tornam promissores para aplicações em sistemas fotovoltaicos e microrredes c.c.. No entanto, o alto ganho normalmente exigido compromete sua eficiência. Porém, com a evolução tecnológica dos dispositivos semicondutores e magnéticos, este obstáculo tem diminuído nos últimos anos.

Tabela 1 – Comparação entre os dois tipos de conexões de MICs c.c..

Descrição	Conexão Paralela	Conexão Série
MPPT modular	Sim	Sim
Necessidade de um alto ganho de conversão	Sim	Não
Tensão nominal dos dispositivos de potência	Dispositivos de alta tensão (MOSFETs e diodos) são necessários	Apenas dispositivos de baixa tensão são usados
Capacitores	Capacitores de alta tensão são necessários, mas uma menor capacitância de saída é necessária para a mesma potência nominal.	Todos os capacitores são de baixa tensão, mas é necessária uma capacitância de saída maior devido à sua conexão em série.
Flexibilidade	Mais flexível. Não há limitações para a potência do sistema. Diferentes tipos de módulos podem ser misturados no sistema.	Menos flexível. Há uma limitação de quantidade mínima de módulos em uma <i>string</i> devido ao ganho limitado de conversão.
Capacidade anti-sombreamento parcial	Muito boa. A parte restante do sistema não é afetada.	Há um problema quando um sombreamento parcial atinge uma grande parte dos módulos em uma <i>string</i> . A energia dos módulos não sombreados da <i>string</i> pode não ser aproveitada se a tensão total da <i>string</i> não for suficiente para a conexão com o barramento c.c.
Impacto da falha de um MIC	Não há impacto no restante do sistema	Há problema, pois o módulo falho necessitará prover um caminho alternativo de condução de corrente na <i>string</i> .
Eficiência dos produtos comercializados e desafios para melhorias na eficiência	Melhorias na eficiência são um desafio.	A eficiência média europeia é de cerca de 98%. Melhorias na eficiência são obtidas mais facilmente.

Fonte: Adaptado de Liang (2011)

1.4 Objetivos e Contribuições da Tese de Doutorado

Nesta Seção, são resumidas as principais contribuições desta Tese de Doutorado.

1.4.1 Objetivo Geral

Propor e validar um Modelo Global Não Linear, a partir desse ponto referenciado nesse trabalho por MGNL, que apresente uma correspondência rigorosa com o comportamento físico de módulos fotovoltaicos de diversas tecnologias sob variações das condições ambientais, objetivando tornar o modelo de diodo único mais preciso e real.

1.4.2 Objetivos Específicos

1. Propor e validar, através da comparação com outras técnicas da literatura, uma técnica precisa de estimação de parâmetros para o circuito elétrico equivalente de diodo único a partir de uma condição ambiental específica;
2. Investigar detalhadamente as possíveis influências da irradiância e temperatura nos parâmetros do modelo de módulos fotovoltaicos, para então propor e validar (através da comparação com curvas I-V experimentais) um novo modelo para módulos fotovoltaicos que seja válido para quaisquer condições ambientais; e
3. Implementar e obter resultados de simulação e experimentais de um sistema fotovoltaico composto por um MIC c.c. de alto ganho e de alta eficiência, que por sua vez é controlado através de um algoritmo de MPPT híbrido baseado no modelo de módulos fotovoltaicos, o qual foi adaptado para adotar o MGNL em sua filosofia.

1.5 Metodologia

No contexto da estimação de parâmetros para o modelo de diodo único e diante das limitações apresentadas na Seção 1.1, surge a primeira proposta deste trabalho, apresentando uma técnica para a estimação dos parâmetros através do algoritmo de otimização “busca por padrões” (*pattern search* – PS). Este algoritmo foi escolhido devido à sua conhecida capacidade de obter excelentes resultados de otimização para problemas complexos, com múltiplos pontos de mínimo local descontínuos, como é o caso da obtenção de parâmetros em modelos de células fotovoltaicas (ALRASHIDI; ALHAJRI; EL-NAGGAR, 2011), (ALHAJRI *et al.*, 2012). Então, a técnica proposta é comparada com outras técnicas existentes na literatura, de modo a comporvar a sua eficiência. Para isso, é usada a abordagem da criação de um módulo fotovoltaico fictício, no qual os valores dos seus parâmetros já sejam previamente conhecidos. Como complemento a essa análise, as técnicas também são comparadas sob diversos aspectos, tais como número mínimo de pontos necessários para as curvas I-V, sensibilidade à presença de ruídos e/ou erros de instrumentação, etc. Também é apresentado um breve estudo sobre a caracterização das curvas I-V, sejam elas experimentais ou oriundas de *datasheets*, de modo a verificar se a origem das curvas pode influenciar nos valores estimados para os parâmetros. Com isso, espera-se definir um conjunto de diretrizes ideais para este processo de estimação de parâmetros.

Após esse primeiro estudo, é apresentada a principal contribuição desta tese, que consiste na definição do conjunto de expressões e parâmetros que compoem o MGNL. Este modelo consiste em:

- quatro parâmetros relacionados à variação da resistência série, R_s , com a irradiância e temperatura ($R_{s,ref1}$, $R_{s,ref2}$, k_{R_s} e γ_{R_s});
- três parâmetros relacionados à variação da resistência paralela, R_p , com a irradiância e

- temperatura ($R_{p,ref}$, k_{Rp} e γ_{Rp});
- um parâmetro relacionado ao fator de idealidade do diodo A (A_{ref});
 - dois parâmetros relacionados à variação da corrente de curto-circuito, I_{sc} com a irradiância e temperatura ($I_{sc,ref}$ e α_i);
 - três parâmetros relacionados à variação da tensão de circuito aberto, V_{oc} com a irradiância e temperatura ($V_{oc,ref}$, β_S e β_T); e
 - dois parâmetros restantes (I_g e I_{sat}) que são obtidos a partir dos parâmetros já mencionados.

Portanto, este novo modelo constitui-se em um conceito ainda pouco explorado na literatura científica.

Também é proposta uma técnica de estimação de parâmetros para este novo modelo. Devido à natureza adaptativa do MGNL, é necessário executar o processo de estimação de parâmetros apenas uma vez, usando um conjunto limitado de curvas I-V adquiridas para diferentes condições ambientais. O algoritmo PS foi mais uma vez escolhido para o processo de estimação dos parâmetros do MGNL.

Embora mais complexo, se comparado com o modelo tradicional de diodo único com parâmetros estáticos, o modelo resultante de quinze parâmetros é adequado para determinar o comportamento do módulo fotovoltaico com precisão para condições ambientais diferentes das utilizadas no processo de estimação de parâmetros, ou seja, o modelo completo é capaz de extrapolar o funcionamento do módulo fotovoltaico para condições de irradiância e temperatura não obtidas pelo fabricante e não extraídas experimentalmente. A maior complexidade do MGNL é justificada pelas áreas de aplicação em que é necessário um modelo preciso e flexível que preserve o comportamento físico dos módulos fotovoltaicos.

Tais características são úteis quando é necessário um sistema fotovoltaico mais confiável e eficiente. Por exemplo, é possível implementar o MGNL no controlador principal de um inversor fotovoltaico para (SHARMA; DUTTAGUPTA; AGARWAL, 2014): determinar o MPP do módulo fotovoltaico em qualquer condição de irradiância e temperatura, usando um algoritmo MPPT preciso baseado em modelo; detectar sombreamento parcial, poeira, falhas ou descasamento (*mismatch*)¹ em módulos fotovoltaicos, comparando a potência real extraída do módulo com a potência esperada obtida do modelo, desencadeando eventuais manutenções.

A conexão do MGNL com os fenômenos físicos dos módulos fotovoltaicos é a ideia central deste trabalho, abrangendo áreas de aplicação como confiabilidade, detecção de falhas, manutenção preditiva e corretiva. Por exemplo, um conjunto de valores de resistências série (obtidas ao executar a técnica de estimação dos parâmetros do MGNL) ao longo do tempo pode prever com precisão o processo de degradação ou envelhecimento dos contatos e trilhas que conectam células ou mesmo uma falha prematura na junção semicondutora de uma célula fotovoltaica. Portanto, é possível usar as curvas de tendência dos parâmetros de um módulo fotovoltaico para não apenas detectar o momento exato de falha, mas também prever falhas ou

¹ Descasamento/incompatibilidade de propriedades elétricas entre módulos interconectados, fazendo com que o de menor potência prevaleça sobre os demais

processos de degradação/envelhecimento precoce. Isso é essencial para a manutenção preditiva de sistemas fotovoltaicos. Se um procedimento semelhante é implementado com um arranjo fotovoltaico com conexão série e paralela de módulos, também é possível detectar mudanças abruptas nos valores de resistências série e paralela ao longo do tempo, o que pode representar a falha de um único módulo (ou grupo de módulos) do arranjo. Essa característica é essencial para a manutenção corretiva de módulos em grandes sistemas fotovoltaicos (WANG *et al.*, 2016).

Para isso, inicialmente é apresentado um vasto estudo sobre os fatores que influenciam as características elétricas das células fotovoltaicas, tais como irradiância, temperatura, espectro solar, etc. Após a obtenção do modelo completo, mais uma vez é utilizada a abordagem da criação de um módulo fictício (criado dessa vez a partir o MGNL, ou seja, com seus 15 parâmetros previamente conhecidos) para a avaliação do modelo em relação a questões como:

- Sensibilidade paramétrica;
- Número de curvas I-V necessárias para uma estimação precisa;
- Abrangência de valores de irradiância e temperatura necessária para uma estimação precisa;
- e
- Exatidão dos sensores de irradiância e temperatura necessária para uma estimação precisa;

Para finalizar esta análise, a eficácia do modelo e o tempo de validade dos seus parâmetros estimados (representa o tempo que, uma vez estimados que os parâmetros são, eles garantem a precisão do modelo até seja preciso refazer o processo de estimação) são avaliados através de curvas experimentais.

Por fim, como validação do MGNL, o mesmo é empregado em um algoritmo híbrido adaptado do algoritmo proposto por (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018), de modo a avaliar o seu funcionamento em um sistema fotovoltaico real. Este MPPT deverá controlar um microconversor c.c.-c.c. não isolado de alto ganho e alta eficiência, visando sua aplicação em MICs c.c.. O conversor em questão toma como base a união das técnicas de conversores intercalados com indutores acoplados, aplicados em um conversor proposto por (CHOI *et al.*,) em 2011. A topologia deste conversor oferece as vantagens de modularidade, baixo nível de ondulação, tanto para a corrente de entrada quanto para a tensão de saída, e menores esforços de tensão e corrente para os vários elementos do circuito, quando comparados ao conversor *boost* convencional. Além disso, o uso de indutores acoplados permite um alto ganho de tensão sem a necessidade de razões de trabalho elevadas, reduzindo as perdas da topologia.

1.6 Organização Textual

Este trabalho está organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - São abordados os diversos aspectos que caracterizam um módulo fotovoltaico, abordando desde a física dos semicondutores até a análise das principais características do

circuito equivalente de um módulo fotovoltaico e dos fatores que o influenciam;

- **Capítulo 3** - São abordados os diversos aspectos que permeiam a estimação de parâmetros para circuito equivalente de um módulo fotovoltaico para uma condição ambiental específica, onde é feita uma análise de sensibilidade do circuito equivalente de um módulo fotovoltaico em função de diversas situações, de modo a identificar quais são as diretrizes desse processo. De posse dessas informações, é proposta uma técnica para a estimação desses parâmetros e seus resultados comparativos com outras técnicas da literatura são mostrados;
- **Capítulo 4** - É apresentada uma nova proposta de modelagem para módulos fotovoltaicos. A metodologia consiste na descrição dos parâmetros que compõem o modelo do circuito equivalente e seu comportamento em relação a variações de irradiância e temperatura. Então, como uma das contribuições da Tese, é apresentada uma metodologia na qual os parâmetros do modelo se adaptam às mudanças nas condições ambientais. Também é proposta uma técnica capaz de estimar os parâmetros do modelo proposto de forma precisa. Por fim, são apresentados resultados experimentais, como forma de validação do modelo e técnica propostos;
- **Capítulo 5** - É apresentada uma aplicação prática do modelo proposto, o qual é empregado em um sistema fotovoltaico autônomo, composto por um microconversor c.c.-c.c. de alto ganho, que por sua vez é controlado através de um algoritmo de MPPT baseado no modelo do módulo fotovoltaico. São mostradas as análises teóricas tanto do algoritmo de MPPT quanto do conversor, para então apresentar resultados de simulação e experimentais do conjunto;
- **Capítulo 6** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros. As publicações do autor associadas à Tese de Doutorado também são apresentadas.

2 ASPECTOS GERAIS SOBRE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Neste capítulo, são abordados os diversos aspectos que caracterizam um módulo fotovoltaico. Inicialmente, é feita uma breve revisão sobre a física dos semicondutores de modo a explicar o princípio da geração de energia elétrica a partir da luz solar. Em seguida, é realizada uma análise das principais características do circuito equivalente de diodo único para, enfim, apresentar os diversos fatores que influenciam as características elétricas de um módulo fotovoltaico.

2.1 Aspectos Gerais

Nesta seção são apresentados os aspectos básicos necessários para se ter um mínimo entendimento sobre o funcionamento de dispositivos fotovoltaicos.

2.1.1 Radiação Solar

O Sol é a fonte de energia mais importante para a humanidade e para o planeta Terra, tendo em vista que a radiação solar que atinge a superfície do planeta, a cada duas horas, fornece mais energia do que a quantidade que é usada pela população da Terra durante um ano inteiro. Além disso, a radiação solar é a encarregada da sustentação de vida na Terra através da fotossíntese, sendo a principal responsável pela dinâmica da atmosfera terrestre e pelas características climáticas do planeta (CEPEL, CRESESB, 2014).

O termo “radiação solar” é usado de forma genérica e pode ser referenciado em termos de fluxo de potência, quando é especificamente denominado de irradiância solar (W/m^2), ou em termos de energia por unidade de área, denominado de irradiação solar (Wh/m^2) (MELO, 2012).

A irradiância solar que atinge a Terra, no topo da camada atmosférica, é denominada irradiância extraterrestre. O valor da irradiância extraterrestre que chega sobre uma superfície perpendicular aos raios solares na distância média Terra-Sol é relativamente constante, e tem valor aproximado de $1.367 W/m^2$ (adotado pelo WRC – *World Radiation Center*) (CEPEL, CRESESB, 2014). Apesar disso, a radiação na superfície da Terra tende a variar bastante devido a:

- efeitos atmosféricos, incluindo absorção e dispersão;
- variações locais na atmosfera, como vapor de água, nuvens e poluição;
- latitude do local; e
- a estação do ano e a hora do dia.

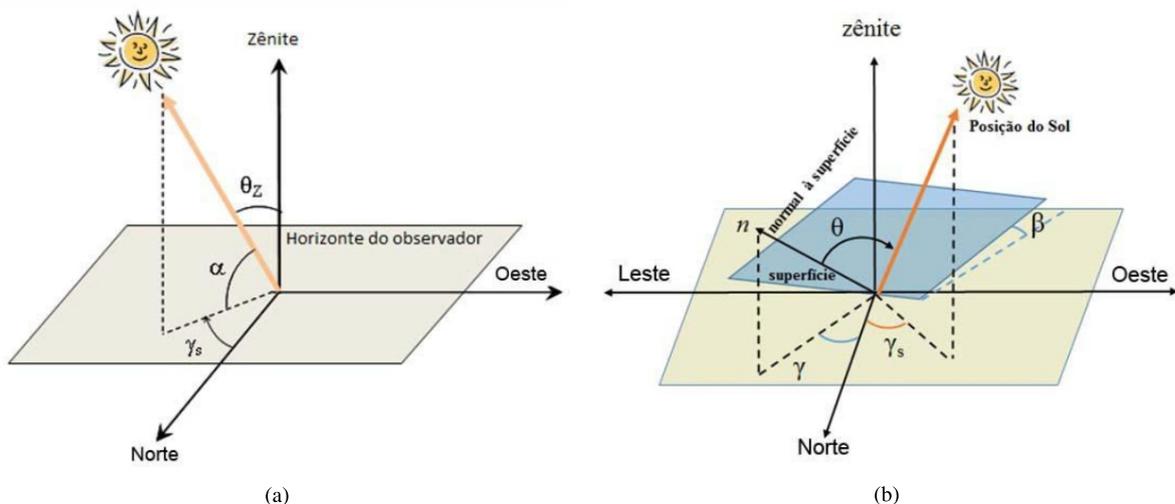
Estes efeitos citados têm vários impactos na radiação solar recebida na superfície da Terra. Essas mudanças incluem variações na potência geral recebida, o conteúdo espectral da luz e o ângulo a partir do qual a luz incide em uma superfície (HONSBURG; BOWDEN, 2013).

As relações geométricas entre os raios solares, que variam de acordo com o movimento aparente do Sol, e a superfície terrestre são descritas através de vários ângulos, os quais estão apresentados na Figura 13 e definidos a seguir:

- Ângulo Zenital (θ_z): ângulo formado entre os raios do Sol e a vertical local (Zênite);
- Altura ou Elevação Solar (α): ângulo compreendido entre os raios do Sol e a projeção dos mesmos sobre o plano horizontal (horizonte do observador). Verifica-se que os ângulos mencionados são complementares (Figura 13 (a)), ou seja: $(\theta_z + \alpha = 90^\circ)$;
- Ângulo Azimutal do Sol (γ_s): também chamado azimute solar, é o ângulo entre a projeção dos raios solares no plano horizontal e a direção Norte-Sul (horizonte do observador). O deslocamento angular é tomado a partir do Norte (0°) geográfico, sendo, por convenção, positivo quando a projeção se encontrar à direita do Sul (a Leste) e negativo quando se encontrar à esquerda (a Oeste). Ou seja, $-180^\circ \leq \gamma_s \leq 180^\circ$;
- Ângulo Azimutal da Superfície (γ): ângulo entre a projeção da normal à superfície no plano horizontal e a direção Norte-Sul. Obedece às mesmas convenções do azimute solar;
- Inclinação da superfície de captação (β): ângulo entre o plano da superfície em questão e o plano horizontal, ou seja, $0^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$;
- Ângulo de incidência (θ): ângulo formado entre os raios do Sol e a normal à superfície de captação.

Os ângulos (θ_z) e (θ) permitem calcular a componente direta da irradiância que incide normalmente a um plano horizontal ($S_{d,h}$) ou a qualquer superfície inclinada ($S_{d,\beta}$), desde que

Figura 13 – (a) Ilustração dos ângulos θ_z , α e γ_s representando a posição do Sol em relação ao plano horizontal; (b) Ilustração da orientação de uma superfície inclinada em relação ao mesmo plano: ângulos β , γ , γ_s e θ .



Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

conhecida a componente direta da irradiância incidente sobre a superfície, conforme

$$\frac{S_{d,\beta}}{S_{d,h}} = \frac{S_d \cdot \cos\theta}{S_d \cdot \cos\theta_z} = \frac{\cos\theta}{\cos\theta_z}. \quad (1)$$

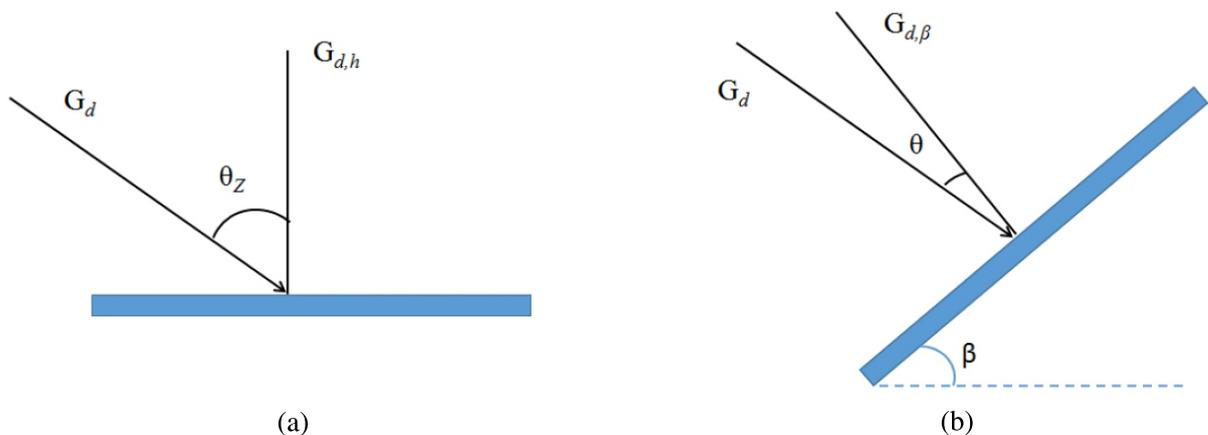
Essa informação é necessária para os cálculos de irradiância solar direta coletada por dispositivos de conversão de energia solar. Na Figura 14 é mostrado o ângulo de incidência da irradiância solar direta sobre uma superfície horizontal e sobre uma superfície inclinada.

Como mencionado anteriormente, a densidade média anual do fluxo energético proveniente da radiação solar (irradiância solar), quando medida num plano perpendicular à direção da propagação dos raios solares no topo da atmosfera terrestre, recebe o nome de “constante solar” e corresponde ao valor de 1.367 W/m^2 . Considerando que o raio médio da Terra é de 6.371 km , e que o valor da irradiância correspondente ao da constante solar está incidindo sobre a área projetada da Terra, conclui-se que a potência total disponibilizada pelo Sol à Terra, no topo da atmosfera, é de aproximadamente 174 mil TW (terawatts).

Porém, nem toda energia que chega ao topo da atmosfera, chega à superfície. Observações periódicas feitas por (TRENBERTH; FASULLO; KIEHL, 2009), a partir do espaço, permitiram análises mais qualitativas dos fluxos de energia na Terra, resultando no diagrama de fluxo de potência global da Figura 15 (CEPEL, CRESESB, 2014). Segundo esse diagrama, cerca de 55% da irradiância solar que incide no topo da atmosfera é refletida (4%) e absorvida (51%) pela superfície terrestre (os 45% restantes são absorvidos ou refletidos diretamente pela atmosfera e pelas nuvens). Ou seja, da potência total disponibilizada pelo Sol à Terra, cerca de $95,7 \text{ mil TW}$ chegam efetivamente à superfície terrestre.

Considerando que o consumo mundial de energia primária no ano de 2016 foi cerca de 151 mil TWh (WORLD ENERGY COUNCIL, 2017), então no intervalo de duas horas, a quantidade

Figura 14 – Irradiância direta incidente sobre uma superfície horizontal; (b) Irradiância direta incidente sobre uma superfície inclinada.



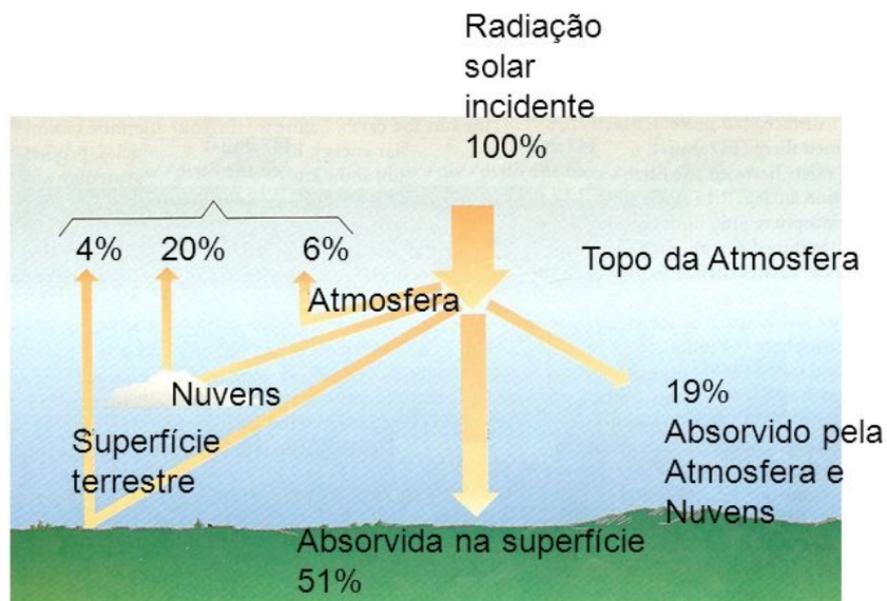
Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

de energia solar recebida na superfície terrestre (multiplicando 95,7 mil TW por duas horas, resultando em 191,4 mil TWh) é superior ao consumo energético anual da humanidade.

Considerando a radiação solar que chega à superfície terrestre e incidente sobre uma superfície receptora para geração de energia, tem-se que ela é constituída por uma componente direta (ou de feixe) e por uma componente difusa. A radiação direta é aquela que provém diretamente da direção do Sol e produz sombras nítidas. Já a difusa é aquela proveniente de todas as direções e que atinge a superfície após sofrer espalhamento pela atmosfera terrestre. Mesmo num dia totalmente sem nuvens, pelo menos de 20% da radiação que atinge a superfície é difusa. Já em um dia totalmente nublado, praticamente não há radiação direta (as vezes surge uma pequena parcela), e 100% da radiação é difusa. Notadamente, se a superfície estiver inclinada com relação à horizontal, haverá uma terceira componente refletida pelo ambiente do entorno (solo, vegetação, obstáculos, terrenos rochosos, etc.). O coeficiente de reflexão destas superfícies é denominado de “albedo” (CEPEL, CRESESB, 2014). Na Figura 16 são apresentadas as três componentes citadas da radiação solar sobre uma superfície receptora, sendo que a quantidade resultante da soma das parcelas direta, difusa e devida ao albedo (quando a superfície é inclinada) é denominada de radiação global.

Antes de atingir o solo, as características da radiação solar (intensidade, distribuição espectral e angular) são afetadas por interações com a atmosfera, devidas aos efeitos de absorção e espalhamento. Estas modificações são dependentes da espessura da camada atmosférica, também identificada por um coeficiente denominado “Massa de Ar” (AM, do inglês *Air Mass*), e, portanto, do ângulo zenital do sol, da distância Terra-Sol e das condições atmosféricas e

Figura 15 – Fluxo de potência global.



Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

meteorológicas (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

A massa de ar pode ser interpretada também como o comprimento relativo que a radiação solar direta percorre até atingir a superfície terrestre. Para ângulos zenitais entre 0° e 70° , a massa de ar ao nível do mar pode ser definida matematicamente por

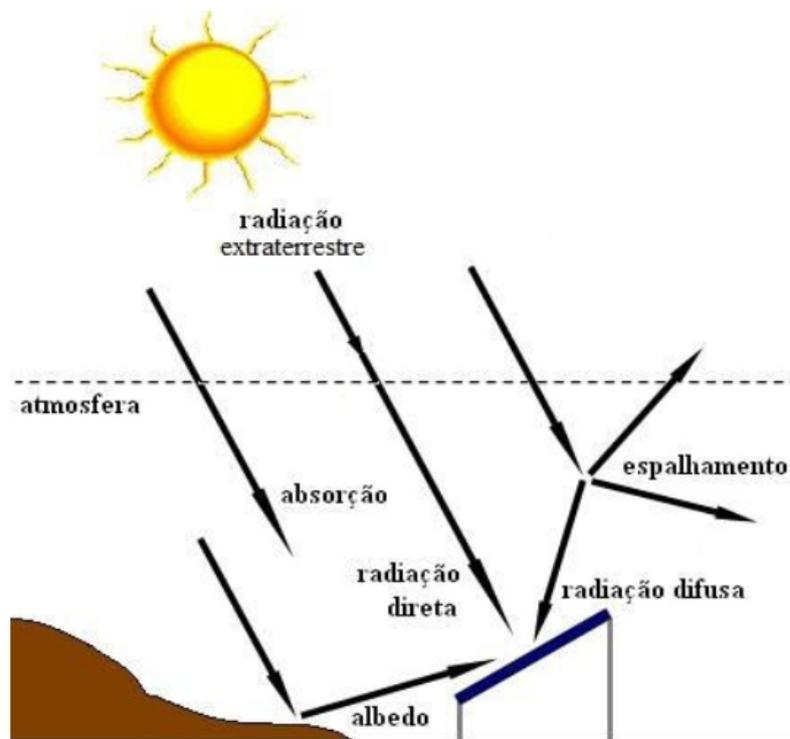
$$AM = \frac{1}{\cos \theta_z}, \quad (2)$$

que considera a Terra plana. Para ângulos zenitais maiores, os efeitos da curvatura da Terra devem ser levados em consideração (CEPEL, CRESESB, 2014),(VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Desta forma, denomina-se de AM1 quando a massa de ar é igual a 1, ou seja, o Sol encontra-se no zênite (ângulo zenital igual a 0°). Outras denominações podem ser dadas, como por exemplo, AM2, que é quando o ângulo zenital é igual a 60° e AM0 (sem massa atmosférica para a radiação solar atravessar), definida como a massa de ar no topo da atmosfera (radiação extraterrestre) (CEPEL, CRESESB, 2014).

Na Figura 17 é mostrado o espectro da irradiância solar em três condições: no topo da atmosfera da Terra (AM0); ao atingir perpendicularmente uma superfície ao nível do mar inclinada a 37° (AM1,3) e voltada para a linha do Equador (global inclinada); e após atravessar uma espessura de atmosfera 50% maior que quando o Sol encontra-se no zênite, incidindo sobre uma superfície ao nível do mar - AM1,5 (irradiância direta + circumsolar).

Figura 16 – Componentes da radiação solar.



Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

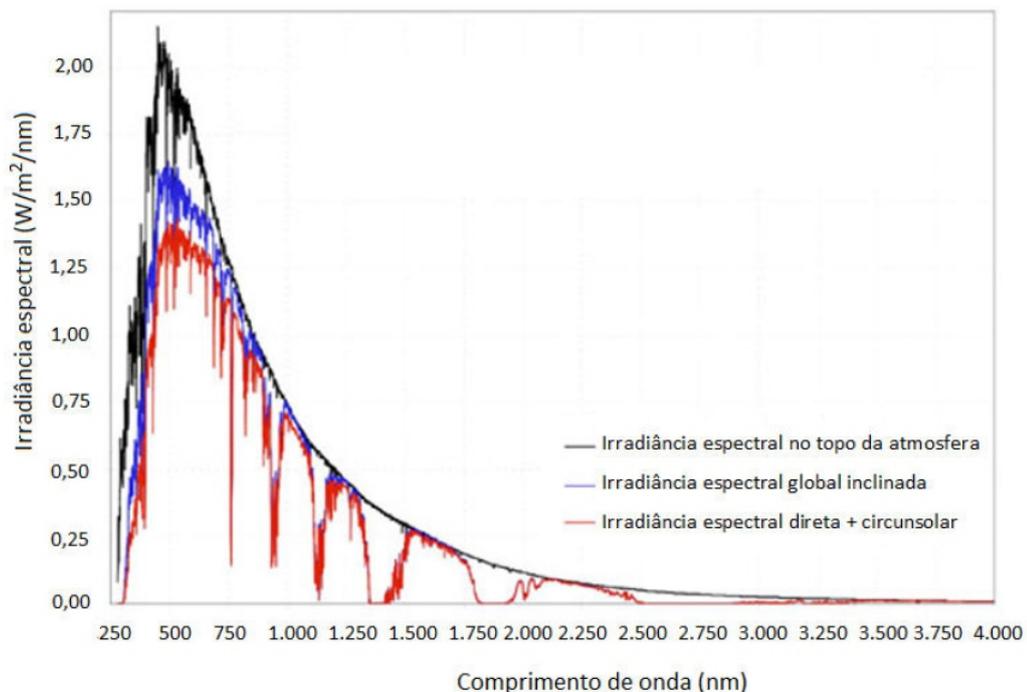
As perdas do fluxo de potência entre o espectro da irradiância incidente no topo da atmosfera e o espectro da irradiância global que atinge a superfície inclinada citada são de aproximadamente 27%, resultando em cerca de 1.000 W/m^2 incidentes sobre a referida superfície, cabendo ressaltar que é por isso que este nível de irradiância é considerado como valor padrão para a especificação da potência nominal de uma célula ou de um módulo fotovoltaico, ou seja, o valor de irradiância adotado no STC (CEPEL, CRESESB, 2014).

2.1.2 Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica de junção única

As células fotovoltaicas têm como princípio de funcionamento o efeito fotovoltaico, descoberto em 1839 pelo físico francês Alexandre Edmond Becquerel. Esse efeito explica a conversão de energia luminosa incidente numa junção PN (célula fotovoltaica) em energia elétrica (SANTOS, 2003).

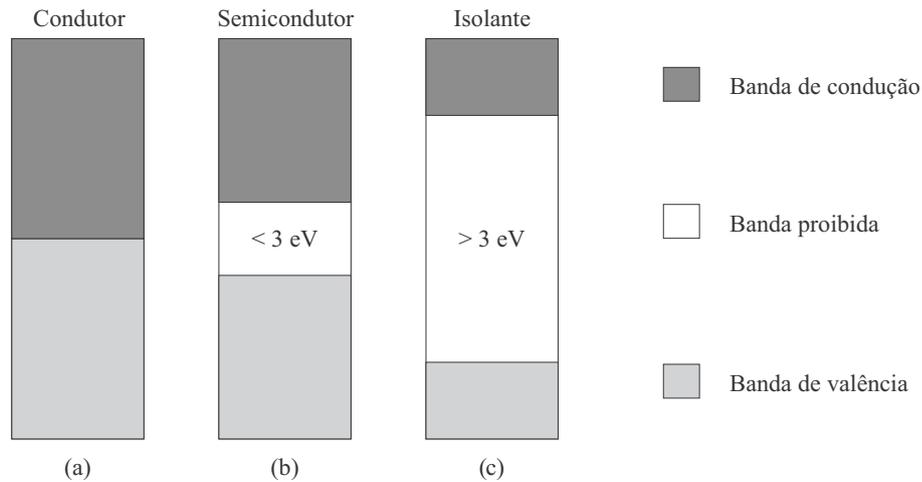
O efeito fotovoltaico consiste no surgimento de uma diferença de potencial entre dois materiais de propriedades elétricas diferentes devido à incidência de luz na região de junção entre os mesmos. A grande maioria dos dispositivos que faz uso do efeito fotovoltaico são os materiais conhecidos como semicondutores, destacando-se o silício nas suas diferentes

Figura 17 – Distribuição espectral da irradiância no topo da atmosfera; da irradiância ao incidir perpendicularmente sobre uma superfície inclinada (37°) ao nível do mar e voltada para a linha do Equador; da irradiância após atravessar uma massa de ar de 1,5.



Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

Figura 18 – Estrutura de bandas de energia em (a) condutores, (b) semicondutores e (c) isolantes.



Fonte: O Autor (2019).

formas, principalmente na forma de silício multicristalino. Na tabela periódica, os elementos semicondutores pertencem principalmente aos grupos 13 a 15, incluindo carbono (C), silício (Si), germânio (Ge), arsênio (As), fósforo (P), selênio (Se) e telúrio (Te) (CEPEL, CRESESB, 2014).

A caracterização dos materiais semicondutores pode ser feita através da teoria das bandas de energia. A separação entre as duas bandas de energia permitidas dos materiais semicondutores, ou seja, a energia necessária para que um elétron salte da banda de valência para a de condução é denominada de banda proibida (bandgap ou simplesmente gap) e é representada por E_g , podendo atingir até 3 eV, diferenciando estes materiais dos materiais considerados isolantes, nos quais a banda proibida supera este valor. Na Figura 18 é mostrada a estrutura de separação de bandas de energia para condutores, semicondutores e isolantes.

As bandas são, na realidade, compostas por um conjunto de inúmeros valores discretos permitidos de energia bastante próximos, por isso muitas vezes são consideradas como contínuas. Na Tabela 2, estão disponibilizados os valores de E_g para diversos materiais semicondutores.

Como a grande maioria dos dispositivos fotovoltaicos são semicondutores, o efeito fotovoltaico é explicado tomando o silício como exemplo, uma vez que nos outros materiais semicondutores o funcionamento é muito semelhante. O cristal de silício puro não possui elétrons livres e, portanto, é um mal condutor elétrico. Para alterar esta característica, acrescentam-se porcentagens de outros elementos, processo esse denominado de dopagem (CEPEL, CRESESB, 2014). A partir da dopagem do silício com o fósforo obtém-se um material com elétrons livres ou materiais com portadores de carga negativa (silício tipo N). Realizando o mesmo processo, mas agora acrescentado Boro ao invés de Fósforo, obtém-se um material com características inversas, ou seja, falta de elétrons ou material com cargas positivas livres (silício tipo P).

Cada célula solar compõe-se de camada fina de material tipo N e outra com maior espessura de material tipo P. Separadamente, ambas as capas são eletricamente neutras. Mas ao

serem unidas, na região PN, forma-se um campo elétrico devido aos elétrons livres do silício tipo N que ocupam os vazios da estrutura do silício tipo P. Mas essa migração não ocorre indefinidamente, pois este processo gera um campo elétrico que vai aumentando a medida que mais cargas se deslocam para o lado contrário da junção, até que o valor desse campo se torne suficientemente forte para contrabalancear a força de atração elétrica que era responsável pela migração das cargas. Sendo assim, depois de ter sido estabelecido o equilíbrio, forma-se uma zona com cargas positivas e negativas, conhecida como região de depleção ou zona de carga espacial, gerando um campo elétrico na junção PN e uma barreira de potencial. Ao incidir luz sobre a célula fotovoltaica, os fótons chocam-se com outros elétrons da estrutura do silício fornecendo-lhes energia e transformando-os em condutores. Devido ao campo elétrico gerado pela junção PN, os elétrons são orientados e fluem da camada P para a camada N (CEPEL, CRESESB, 2014), (SILVA, 2015).

Devido ao campo elétrico contrabalanceador gerado na região de depleção, não há diferença de potencial entre as superfícies do lado P e do lado N. Entretanto, se a junção for exposta à luz (fótons com energia maior do que o *gap*), ocorrerá a geração de pares elétron-lacuna. Se estes pares elétron-lacuna forem gerados em uma região onde o campo elétrico não é nulo, os mesmos serão acelerados, dando origem a uma corrente através da junção e, por sua vez, a uma diferença de potencial entre as superfícies das regiões P e N. Este fenômeno é chamado de efeito fotovoltaico. Se as superfícies das regiões P e N forem interconectadas com um condutor, passará a circular uma corrente elétrica que se manterá enquanto a junção permanecer iluminada. Esta é a base do funcionamento das células solares. A intensidade da corrente elétrica gerada variará na mesma proporção conforme a intensidade da luz incidente. Na Figura 19 está ilustrada, de maneira aproximada, a estrutura física de uma célula fotovoltaica.

Tabela 2 – Valores de E_g para diversos materiais semicondutores à temperatura de 300 K.

Material	E_g (eV)	Material	E_g (eV)
Si	1,12	GaP	2,26
Ge	0,66	CdS	2,42
GaAs	1,43	PbS	0,35
InSb	0,18	PbTe	0,30
InP	1,35	CdTe	1,45

Fonte: O Autor (2019).

2.1.3 Tecnologias Fotovoltaicas

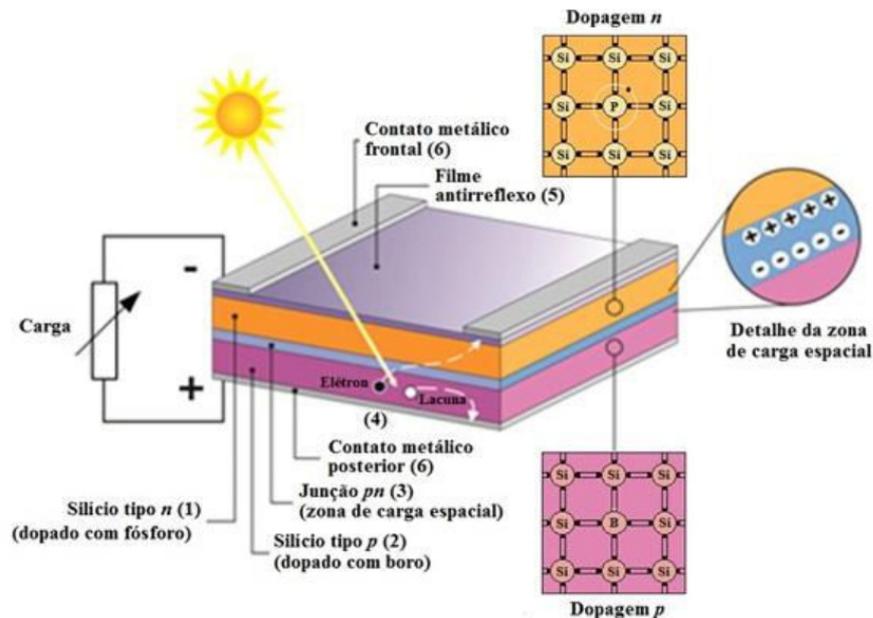
Dependendo do material semiconductor utilizado, podem existir diferentes processos de fabricação e, conseqüentemente, vários tipos de células fotovoltaicas. Estas células são fabricadas, na sua maioria, usando o silício, podendo ser constituídas de cristais monocristalinos, policristalinos ou de silício amorfo. Existem também células confeccionadas em arseneto de gálio (GaAs) e fosfeto de índio (InP), de maior rendimento, porém de custo mais elevado, tendo sua utilização restrita a aplicações espaciais por sua elevada resistência à radiação (SILVA, 2015).

Na Figura 20, são apresentadas as principais tecnologias existentes hoje, em termos de células fotovoltaicas de uso comercial. Maiores detalhes sobre as principais características de cada tipo podem ser encontrados em (SILVA, 2015).

2.2 Fatores que Influenciam as Características Elétricas de uma Célula Fotovoltaica

Existem alguns fatores que podem fazer com que, por exemplo, duas células fotovoltaicas idênticas apresentem características elétricas distintas. Tais fatores podem ser classificados como internos (processo de fabricação e energia do *gap*) e externos (irradiância, temperatura, espectro solar e ângulo de incidência) e são abordados a seguir.

Figura 19 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de CEPTEL, CRESESB (2014).

2.2.1 Processo de fabricação

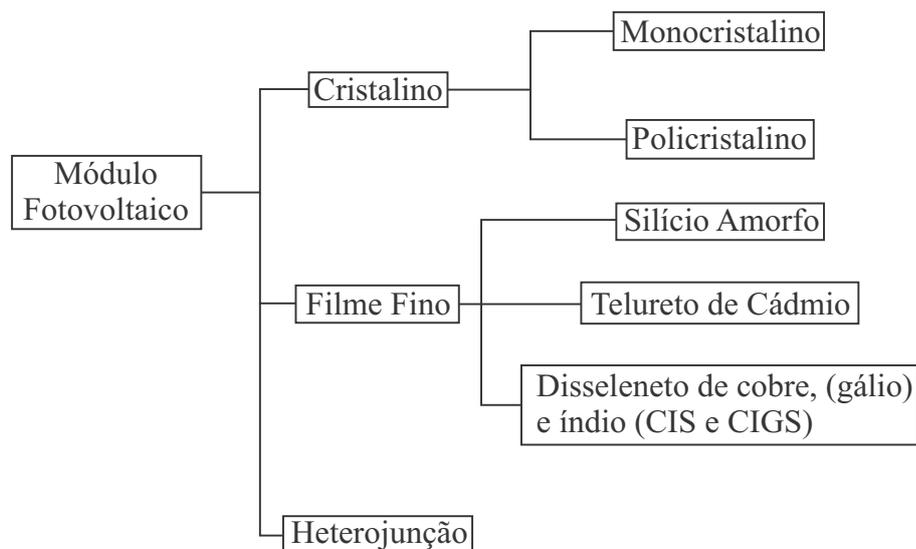
Um mecanismo que provoca uma potencial perda no rendimento no caso do silício é a reflexão, já que cerca de 30% da radiação incidente normal à superfície da célula é refletida. Para minimizar essa perda, as células são normalmente recobertas com um material anti-reflexivo e a superfície do silício é fabricada de modo a apresentar uma textura do tipo pirâmide. Essa textura faz com que um mesmo raio incidente, quando refletido, atinja a superfície duas ou mais vezes. Com esses mecanismos as perdas por reflexão acabam apresentando valores muito pequenos (PIERRET,). O fenômeno de recombinação entre elétrons e lacunas também é um fator importante na limitação do rendimento de uma célula fotovoltaica (SILVA, 2015).

Existem, ainda, as limitações impostas pelas resistências série e paralela que ocasionam considerável diminuição na potência que a célula fotovoltaica é capaz de fornecer. A área útil da célula na qual a radiação incide é limitada devido à grade metálica na face frontal da célula. Entretanto, quanto menor for a metalização frontal da célula maior será a resistência série, o que faz com que a metalização frontal seja um importante fator limitador de rendimento (SILVA, 2015).

2.2.2 Energia de *gap*

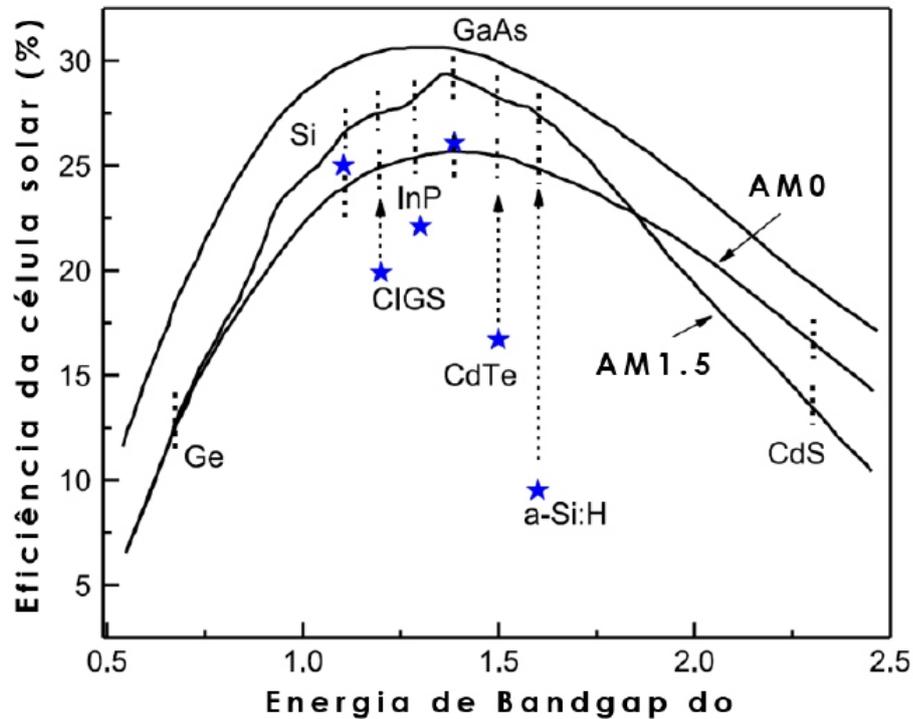
A energia de *gap* de um semiconductor é a energia necessária para que o elétron passe da camada de valência para a camada de condução. Somente fótons que possuam energia maior do

Figura 20 – Classificação das tecnologias usadas na fabricação de células fotovoltaicas.



Fonte: Adaptado de Solar (2014).

Figura 21 – Eficiência no processo de conversão da energia solar em elétrica de acordo com os valores de Energia de Banda Proibida de alguns semicondutores.



Fonte: Adaptado de Neves (2016).

que a banda proibida poderão criar pares elétrons-lacuna, contribuindo assim para a corrente fotogerada pelo dispositivo. Por este motivo, este parâmetro do semicondutor é muito importante para determinar como o dispositivo será influenciado pelo espectro solar incidente (NEVES, 2016).

A corrente fotogerada (I_g) é influenciada pelo valor da energia da banda proibida (E_g), de modo que, quão maior é o valor de E_g , menor será o valor de I_g . A tensão de circuito aberto também é afetada, apresentando maiores valores para os maiores valores de (E_g). Assim, considerando que, para baixas perdas por resistências em série e em paralelo, o valor de I_{sc} é aproximadamente igual ao de I_g e que a eficiência depende diretamente da potência, haverá valores ótimos de E_g para que a eficiência seja máxima. Para o caso do espectro terrestre, semicondutores com valor de E_g entre 1,0 e 1,6 eV apresentam eficiências máximas teóricas próximas entre si e ótimas para este espectro como ilustrado pela Figura 21. Assim, pode-se dizer que o valor do E_g desempenha um papel importante tanto na determinação da eficiência dos vários tipos de semicondutores quanto na escolha dos melhores para qualquer tipo de distribuição espectral eletromagnética (NEVES, 2016).

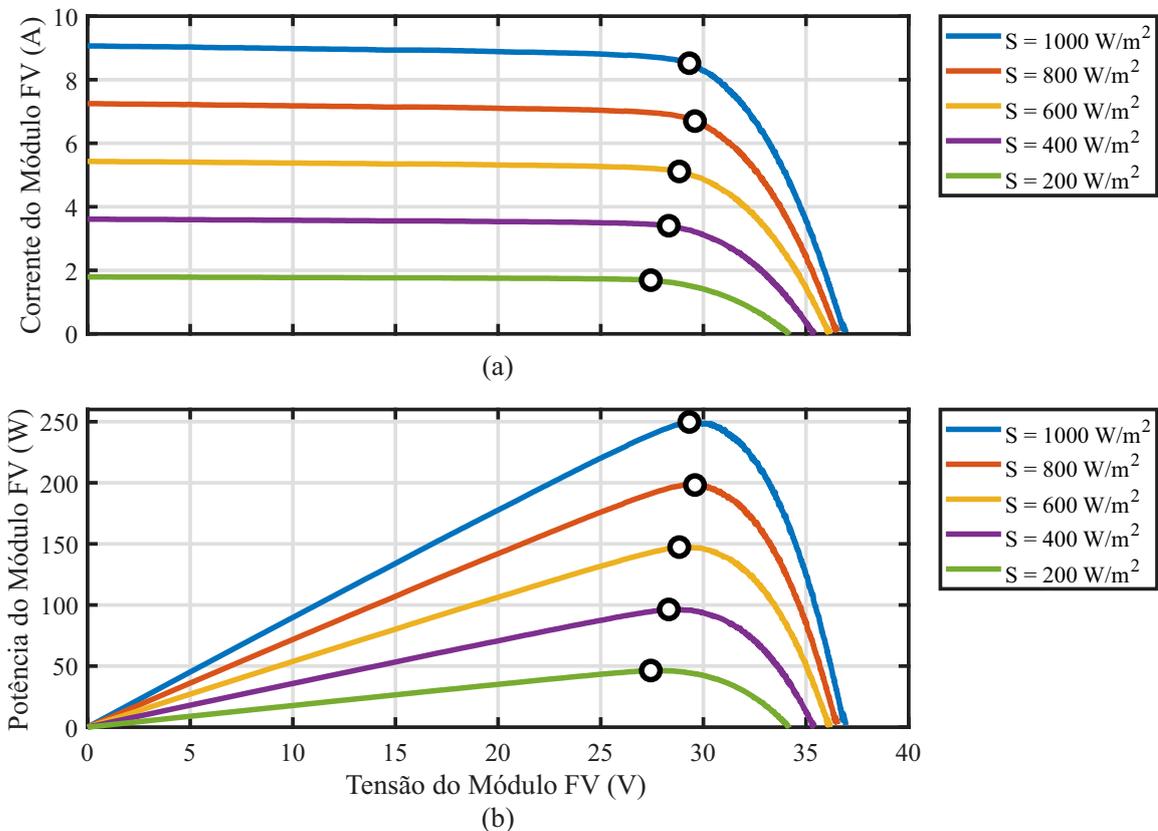
2.2.3 Irradiância

A corrente elétrica fotogerada é linearmente proporcional à intensidade da irradiância incidente na junção PN. Como a relação entre a corrente e a tensão é dada por uma função exponencial, a variação da tensão com a irradiância se dá de forma logarítmica (LASNIER; ANG, 1990). Na Figura 22 são apresentadas curvas $I - V$ e $P - V$ para o módulo KD250GH (KYOCERA, 2014), medidas sob iluminação natural, correspondentes à temperatura de 25°C e a diferentes valores de irradiância. Nela, pode-se observar como se dá o comportamento dos pontos de curto-circuito, de circuito aberto e de máxima potência para diferentes irradiâncias, destacando o fato de que estes dois últimos variam pouco, se comparados com o ponto de curto-circuito.

2.2.4 Temperatura

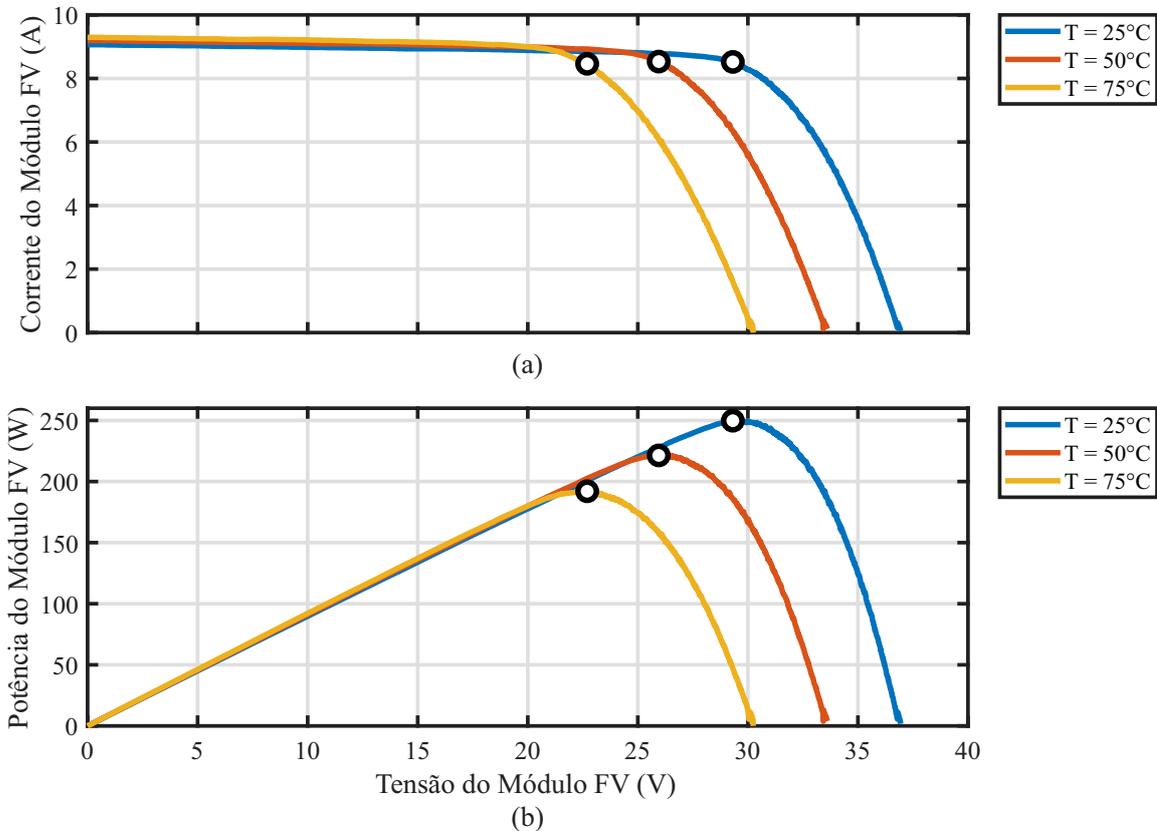
A temperatura é um outro fator de importante influência na curva característica de um dispositivo fotovoltaico. A corrente de curto-circuito aumenta ligeiramente com a temperatura

Figura 22 – Comportamentos: em (a) da corrente, e em (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança de irradiância.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 23 – Comportamentos: em (a) da corrente, e em (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança de temperatura.



Fonte: O Autor (2019).

para módulos de silício cristalino, segundo o coeficiente de variação da corrente de curto-circuito com a temperatura (α_i), que apresenta valores típicos de $0,06 \%/^{\circ}C$ ou $0,03 \text{ mA}/^{\circ}C \text{ cm}^2$ (SILVA, 2015).

A tensão de circuito aberto, por sua vez, apresenta uma variação linear com a temperatura. Tipicamente, para módulos de silício, a tensão decai de acordo com o coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura (β_T), que apresenta valores da ordem de $-2,3 \text{ mV}/^{\circ}C$ por célula.

Esta diminuição da tensão é devida principalmente ao incremento exponencial da corrente de saturação. Essa corrente é fruto dos portadores de carga minoritários criados por excitação térmica. Na Figura 23 são apresentadas curvas $I - V$ e $P - V$ para o módulo KD250GH (KYOCERA, 2014) relativas a uma irradiância de $1000 \text{ W}/\text{m}^2$, mas para diferentes temperaturas. Nela, nota-se como se dá o comportamento dos pontos de curto-circuito, de circuito aberto e de máxima potência para diferentes temperaturas, destacando o fato de que o valor de V_{oc} e V_{mp} apresentam um comportamento inversamente proporcional à temperatura.

2.2.5 Espectro solar

Os dispositivos fotovoltaicos são sensíveis ao espectro eletromagnético incidente e a toda variação que os mesmos sofrem. Isso ocorre porque tais dispositivos são seletivos espectralmente e somente as regiões espectrais que coincidirem com sua resposta espectral poderão ser aproveitadas. A sensibilidade ao espectro varia de uma tecnologia para outra e depende primeiramente do valor de E_g , que limita o comprimento de onda da radiação que pode ser absorvida. Fatores como reflexão, sombreamento e características internas do material também irão afetar esta sensibilidade (BETTS, 2004).

Diferentemente dos efeitos da temperatura e da irradiância, os efeitos da variação espectral da radiação solar não são ainda considerados em avaliações de performance de células solares em operação em campo e vem sendo alvo de muitas pesquisas ao redor do mundo nas últimas décadas. Os resultados apresentados por estas pesquisas foram obtidos utilizando diferentes metodologias em regiões com climas distintos entre si em diferentes períodos de tempo e por isso há certas dificuldades para compará-los. Apesar disto, elas concordam no fato de que as influências das variações espectrais podem ser significativas dependendo da resposta espectral da célula solar utilizada. Conforme a tecnologia fotovoltaica adotada, observa-se que seu desempenho varia com a localização em termos de latitude e longitude, clima local, nível de poluição etc., levando a crer que o desempenho dos módulos fotovoltaicos podem variar de uma região para outra (NEVES, 2016), (BETTS, 2004).

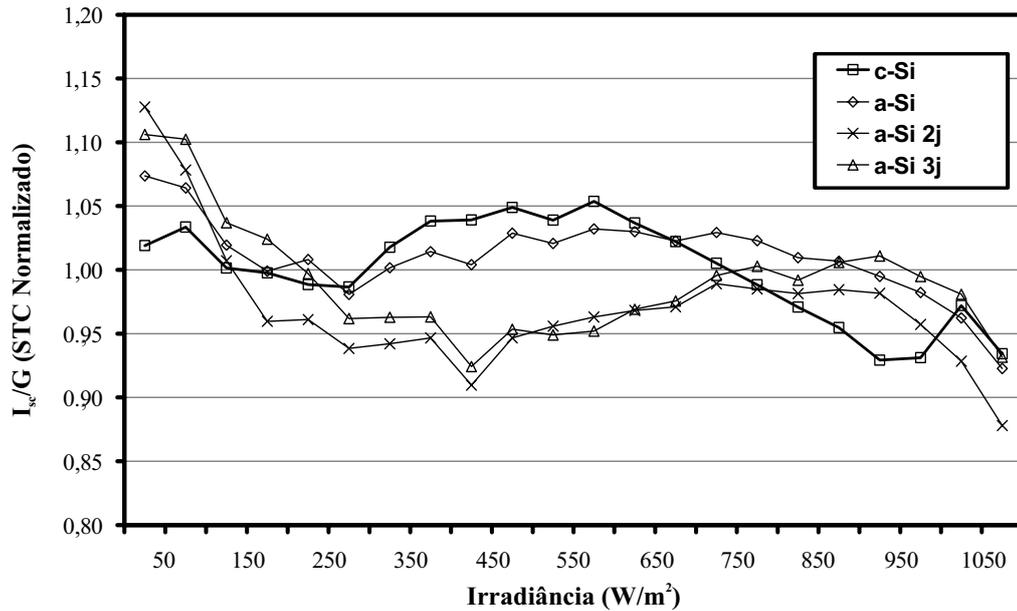
As variações espectrais possuem um efeito direto na corrente fotogerada pelos dispositivos fotovoltaicos, influenciando, através dela, a corrente total produzida. Segundo (BETTS, 2004), estas variações não influenciam diretamente na tensão de circuito aberto ou no Fator de Forma em módulos testados por ele (silício cristalino, amorfo de uma única, dupla e tripla junções). Os impactos espectrais ocorrem na corrente de curto-circuito e seus efeitos acabam afetando o valor da eficiência. Por isso, algumas metodologias para avaliação das influências do espectro na conversão fotovoltaica utilizam a corrente de curto-circuito como parâmetro de avaliação. Nestas metodologias, a corrente de curto-circuito é aproximada à corrente fotogerada, assumindo que as resistências possuem baixos efeitos nos módulos e que sua montagem e materiais utilizados não afetam nas medições (NEVES, 2016).

Para não ter que calcular essa influência a partir de dados espectrais coletados, um fator que utiliza dados reais dos módulos fotovoltaicos foi desenvolvido por (BETTS, 2004) e utilizado em algumas pesquisas. Tal fator é descrito por

$$\left(\frac{I_{sc}}{S} \right)_{[normalizadocomSTC]} = \left(\frac{I_{sc,campo}}{S_{campo}} \right) \left(\frac{I_{sc,STC}}{S_{STC}} \right)^{-1}, \quad (3)$$

em que: $I_{sc,campo}$ - Corrente de curto-circuito do dispositivo fotovoltaico em campo (A); S - Irradiância espectral incidente no dispositivo em campo (W/m^2); $I_{sc,STC}$ - Corrente curto-circuito do dispositivo fotovoltaico no STC (A); S_{STC} - Irradiância espectral incidente no dispositivo no STC (W/m^2).

Figura 24 – Variação de I_{sc} normalizado em relação à irradiância.



Fonte: Adaptado de Betts (2004).

Com este parâmetro de normalização, que é baseado na resposta espectral do dispositivo, foi possível obter alguns resultados que indicam o casamento espectral a partir de medidas em campo e os relacionar com outros parâmetros como irradiância e temperatura, que são mostrados na Figura 24.

Como pode ser observado nos gráficos, melhores casamentos tendem a ocorrer para menores valores de irradiância incidente. Isso ocorre porque, como a irradiância no fim da tarde tende a ser baixa, onde o espectro de alta frequência é menor, a curva espectral do sol assemelha-se mais à do silício.

2.2.6 Ângulo de Incidência

Algumas usinas fotovoltaicas em outros países se utilizam de uma tecnologia chamada “seguidores solares”, que são dispositivos que alteram várias vezes a posição dos painéis fotovoltaicos durante o dia, seguindo o caminho do sol para assim aumentar a produção de energia solar do sistema fotovoltaico (Figura 25). Sistemas fotovoltaicos que empregam esta tecnologia são denominados de sistemas rastreadáveis.

No entanto, a maior parte das instalações fotovoltaicas em campo não são rastreadáveis, sendo assim afetadas por alterações no ângulo de incidência da luz devido a mudanças na estação e/ou hora do dia. Isso faz com que a luz incida na superfície do dispositivo em um ângulo oblíquo, diminuindo a potência de saída. Esta diminuição se caracteriza por alterações no valor

de I_{sc} e é atribuída a efeitos geométricos e às propriedades ópticas do dispositivo (BEAL; POTTER; SIMMONS,).

No entanto, alguns dados publicados na literatura (BETTS, 2004) mostraram que as perdas por reflexão são pequenas para ângulos de incidência abaixo de 60° , para só então ocorrer um aumento mais acentuado das perdas relativo ao aumento do ângulo de incidência (tipicamente 5% para 60° , 10% para 70° , 20% para 80° , etc.), como pode ser visto na Figura 26.

2.3 Circuito Equivalente para Módulos Fotovoltaicos

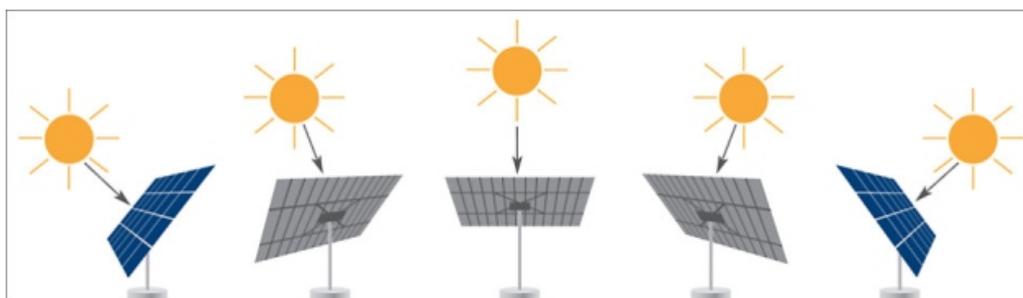
Conforme foi discutido no Capítulo 1, o comportamento de uma célula solar pode ser descrito por elementos de circuitos elétricos. Essa representação se mostra especialmente útil quando há a necessidade de estudar o comportamento de muitas células conectadas em série ou em paralelo, como ocorre em um módulo fotovoltaico. A corrente elétrica em uma célula fotovoltaica pode ser considerada como a soma da corrente de uma junção PN, representada por um diodo semiconductor, com a corrente gerada pelos fótons absorvidos da radiação solar, representada por uma fonte de corrente. Esta corrente é função da tensão no dispositivo, com base no modelo de um único diodo da Figura 27, e pode ser descrita por uma equação baseada na Equação de Shockley do diodo ideal (SILVA, 2015):

$$i = i_g - i_d = i_g - i_{sat} \left(e^{\frac{qv}{AkT}} - 1 \right), \quad (4)$$

que representa a relação entre corrente e tensão em uma célula, em que

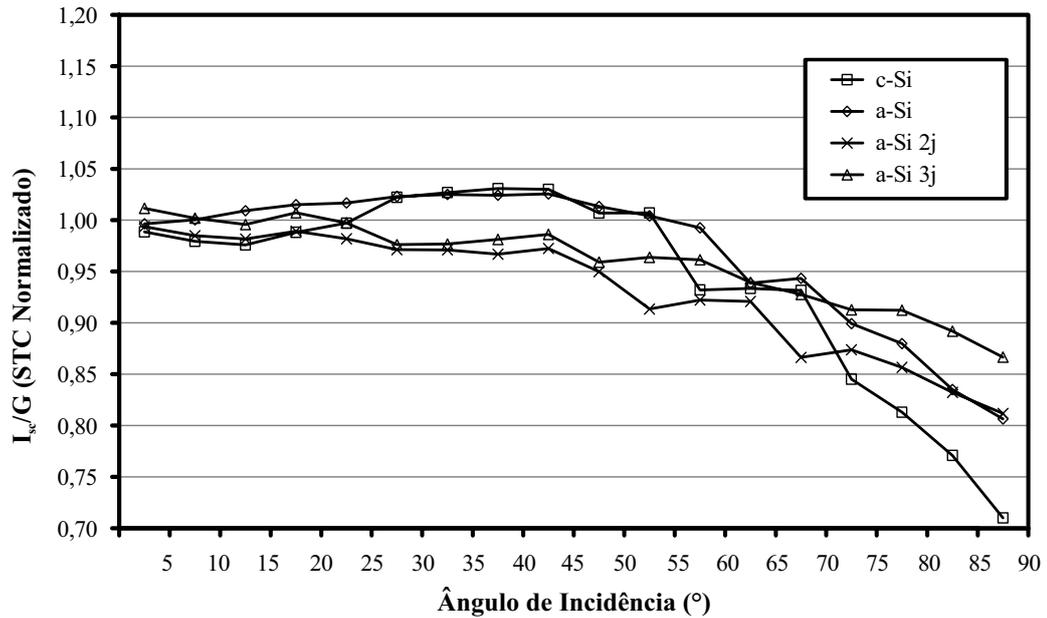
- i - Corrente de saída da célula fotovoltaica (em A);
- i_g - Corrente fotogerada da célula fotovoltaica (em A);
- i_{sat} - Corrente reversa de saturação do diodo da célula fotovoltaica (em A);
- q - Carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C);

Figura 25 – Exemplo de funcionamento de um seguidor solar.



Fonte: Adaptado de Solar (2019).

Figura 26 – Variação de I_{sc} normalizado em relação ao ângulo de incidência.



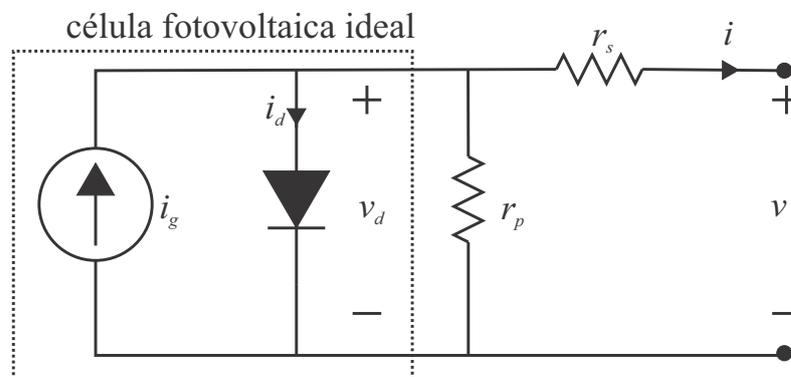
Fonte: Adaptado de Betts (2004).

- v - Tensão de saída da célula fotovoltaica (em V);
- A - Fator de idealidade do diodo;
- k - Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$);
- T - Temperatura (em K);

Já através da Figura 28, obtem-se uma melhor compreensão do porquê a Equação de Schockley ser usada para representar a característica I-V de células fotovoltaicas.

Se os fatores estruturais e físicos que influenciam na produção energética da célula forem

Figura 27 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: O Autor (2019).

levados em consideração, o circuito elétrico equivalente é então acrescido das resistências série e paralela que aparecem na Figura 27. Dentre os fatores que levam a um acréscimo da resistência em série, pode-se citar as perdas nos condutores metálicos, ao passo de que a resistência paralela está associada às fugas de corrente na junção PN. A equação que descreve a corrente total gerada neste caso é dada por

$$i = i_g - i_{sat} \left(e^{\frac{q(v+r_s i)}{AkT}} - 1 \right) - \frac{v + r_s i}{r_p}, \quad (5)$$

em que

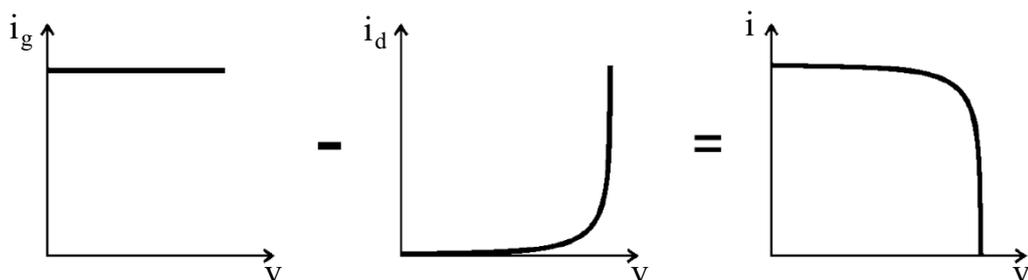
- r_s - Resistência série da célula fotovoltaica (em Ω);
- r_p - Resistência paralela ou resistência *shunt* da célula fotovoltaica (em Ω).

Porém, uma célula fotovoltaica isolada, quando entrega potência máxima, fornece uma baixa tensão, da ordem de 400 mV. Por isso, para se obter tensões de saída desejáveis para a sua utilização, é feita uma combinação de várias células, formando um módulo ou painel fotovoltaico. Esses módulos fotovoltaicos também podem ser agrupados, formando um arranjo (*array*) fotovoltaico. Essa hierarquia fotovoltaica está ilustrada na Figura 29. Neste trabalho, é abordada a modelagem de módulos fotovoltaicos.

No caso dos módulos fotovoltaicos, considerando pequenas alterações, o circuito equivalente da Figura 30 também é válido, uma vez que os módulos são associações de células. Tais associações, na grande maioria dos módulos usados em aplicações fotovoltaicas, são feitas de maneira a ligar os terminais das células em série, na qual a tensão do módulo é um somatório das tensões de cada célula. Para os casos em que haja necessidade de valores maiores de corrente, basta realizar a associação em paralelo das células, o que faz com que a corrente do arranjo seja o somatório das correntes das células ou módulos. Assim, considerando um módulo com N_s células em série e N_p células em paralelo, define-se

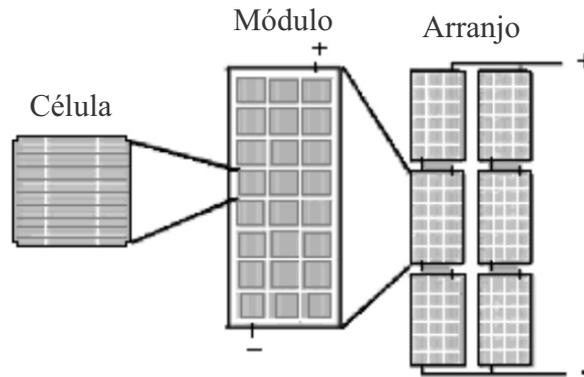
$$V_t = \frac{N_s AkT}{q}, \quad (6)$$

Figura 28 – Composição da curva característica I-V de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de CEPTEL, CRESESB (2014).

Figura 29 – Hierarquia fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de CEPEL, CRESESB (2014).

e, em seguida, tem-se

$$I = I_g - I_{sat} \left(e^{\frac{V+IR_s}{V_t}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p}, \quad (7)$$

que representa a relação entre corrente e tensão em um módulo, em que

- V_t - Tensão térmica do módulo fotovoltaico (em V);
- V - Tensão de saída do módulo fotovoltaico (em V);
- I - Corrente de saída do módulo fotovoltaico (em A);
- I_g - Corrente fotogerada do módulo fotovoltaico (em A);
- I_{sat} - Corrente reversa de saturação do diodo do módulo fotovoltaico (em A);
- R_s - Resistência série do módulo fotovoltaico (em Ω);
- R_p - Resistência paralela ou resistência *shunt* do módulo fotovoltaico (em Ω).

No Apêndice A, é apresentado um estudo de verificação da sensibilidade paramétrica dos cinco parâmetros que compõem o modelo de diodo único.

Através de (7), é possível obter as curvas características dos dispositivos fotovoltaicos. A curva característica de um dispositivo fotovoltaico, seja uma célula, um módulo ou um arranjo, consiste na representação gráfica do comportamento da corrente elétrica em função da tensão. A determinação dessa curva é imprescindível na caracterização dos dispositivos fotovoltaicos, pois é através dela que se obtêm informações sobre o seu desempenho elétrico.

Na Figura 31, podem-se ver exemplos de curvas características $I - V$ e $P - V$, para o módulo fotovoltaico KD250GH da Kyocera (KYOCERA, 2014), que possui 60 células associadas em série e nenhuma associação em paralelo. Os pontos de potência são obtidos simplesmente multiplicando cada valor de tensão pelo correspondente valor de corrente. Nota-se que a potência é variável ao longo da tensão, apresentando um valor máximo na região do joelho da curva $I - V$. O termo I_{sc} é a corrente de curto-circuito, V_{oc} é a tensão de circuito aberto, P_{mp} é a potência no

ponto de máxima potência na curva $P - V$ e V_{mp} e I_{mp} são as coordenadas de tensão e corrente, respectivamente, correspondentes ao ponto de máxima potência.

A seguir, é feita uma análise mais detalhada sobre as principais informações contidas em uma curva I-V.

2.3.1 Corrente de Curto-Circuito

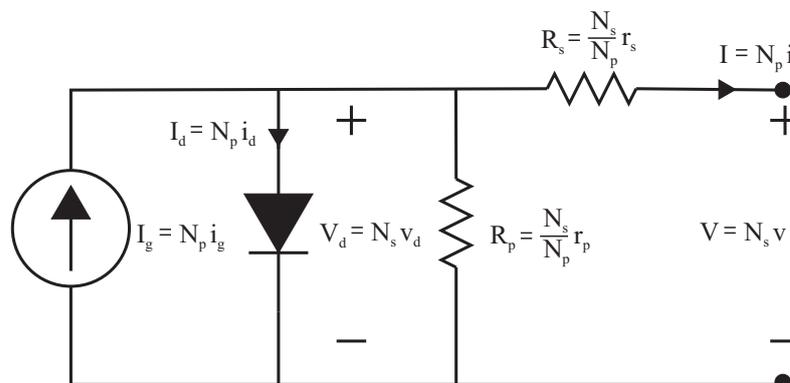
É a máxima corrente gerada pela célula fotovoltaica e pode ser medida quando os terminais da célula se encontram em curto-circuito. Ela depende do fluxo de fótons que incidem sobre o dispositivo (que varia de acordo com o espectro solar), da área e das propriedades ópticas (características de absorção e reflexão) do mesmo. De acordo com a situação de curto-circuito mostrada no circuito equivalente da Figura 32 (a) e partindo de (7), a relação de corrente de curto-circuito pode ser expressa como:

$$I_{sc} = I_g - I_{sat} \left[e^{\frac{I_{sc} R_s}{V_t}} - 1 \right] - \frac{I_{sc} R_s}{R_p}. \quad (8)$$

Caso as perdas ópticas e as perdas ocasionadas pelas resistências em série e em paralelo sejam pequenas, a corrente de curto-circuito será muito próxima da fotogerada (HONSBURG; BOWDEN, 2013), ou, em outras palavras, se, na condição de curto-circuito, o valor de I_{sc} for muito maior do que a soma das correntes que fluem através do diodo e de R_p , de modo que esses termos possam ser desprezados, (8) poderá ser aproximada para

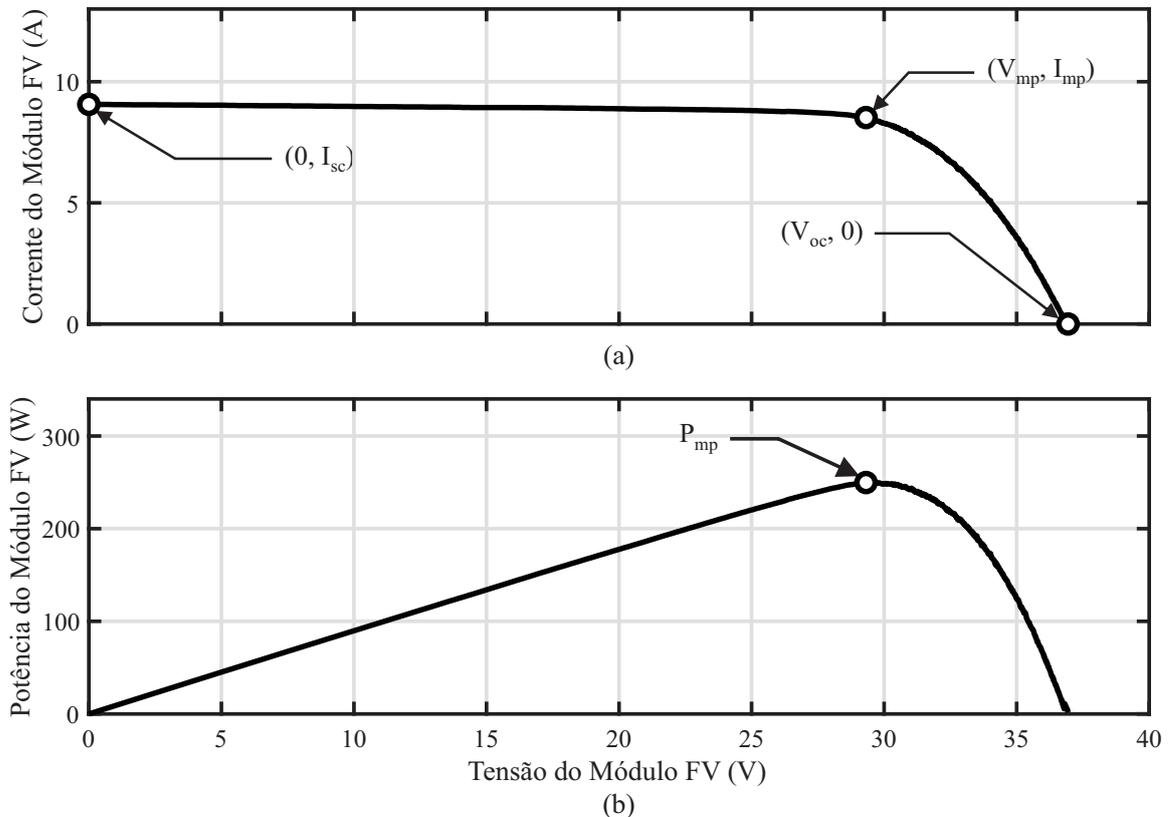
$$I_{sc} \approx I_g. \quad (9)$$

Figura 30 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico composto de N_s células em série e N_p células em paralelo..



Fonte: O Autor (2019).

Figura 31 – Curvas características de um módulo fotovoltaico: (a) corrente em função da tensão; (b) potência em função da tensão para o módulo KC200GT.



Fonte: O Autor (2019).

2.3.2 Tensão de Circuito Aberto

É a máxima tensão fornecida pela célula e somente pode ser obtida quando não há corrente circulando pelo circuito. Corresponde à quantidade de polarização direta na célula solar devido à polarização da junção PN com a corrente gerada pela luz (HONSBURG; BOWDEN, 2013). De acordo com a situação de circuito aberto mostrada no circuito equivalente da Figura 32 (b) e partindo de (7), tem-se

$$I = 0 = I_{sc} - I_{sat} \left(e^{\left(\frac{V_{oc}}{V_t} \right)} - 1 \right) - \frac{V_{oc}}{R_p}. \quad (10)$$

Considerando que o último termo de (10) é aproximadamente zero, encontra-se a seguinte expressão para V_{oc} :

$$V_{oc} = V_t \ln \left(1 + \frac{I_{sc}}{I_{sat}} \right), \quad (11)$$

A equação (11) mostra que V_{oc} depende da corrente de saturação e da corrente gerada pela luz. A corrente de saturação I_{sat} depende da recombinação na célula solar. Logo, a tensão

de circuito aberto é então uma medida da quantidade de recombinação no dispositivo. As células solares de silício em material monocristalino de alta qualidade apresentam valores de tensão de circuito aberto de até 730 mV sob condições de STC, enquanto dispositivos comerciais em silício policristalino normalmente apresentam valores em torno de 600 mV.

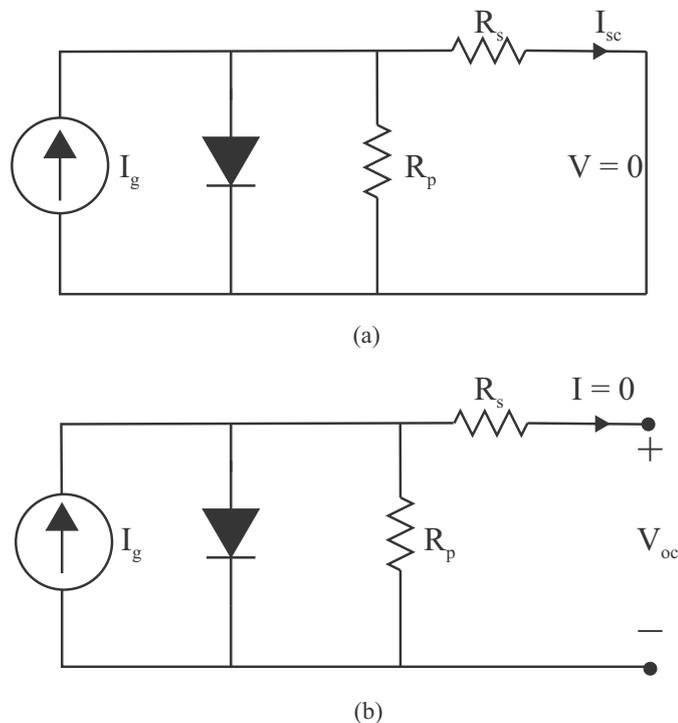
2.3.3 Fator de Forma (FF)

A corrente de curto-circuito e a tensão de circuito aberto são a corrente e a tensão máximas, respectivamente, de uma célula fotovoltaica. No entanto, em ambos os pontos de operação, a energia da célula é zero. Então, o “fator de forma”, mais conhecido pela sua abreviatura “FF”, é um parâmetro que, em conjunto com V_{oc} e I_{sc} , determina a potência máxima de uma célula solar (HONSBURG; BOWDEN, 2013). O FF é definido como a relação entre a potência máxima da célula solar e o produto de V_{oc} e I_{sc} :

$$FF = \frac{P_{mp}}{V_{oc}I_{sc}} = \frac{V_{mp}I_{mp}}{V_{oc}I_{sc}}. \quad (12)$$

Graficamente, o FF é uma medida da “quadrícula” da célula fotovoltaica e está ilustrado na Figura 33.

Figura 32 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico (a) na condição de curto-circuito e (b) na condição de circuito aberto.



Fonte: O Autor (2019).

De uma maneira geral, este parâmetro é um indicativo do efeito das resistências em série e paralelo do módulo, sendo que o quanto maior for seu valor, menor serão as influências destas resistências e mais próximos serão os retângulos destacados na Figura 33 (NEVES, 2016).

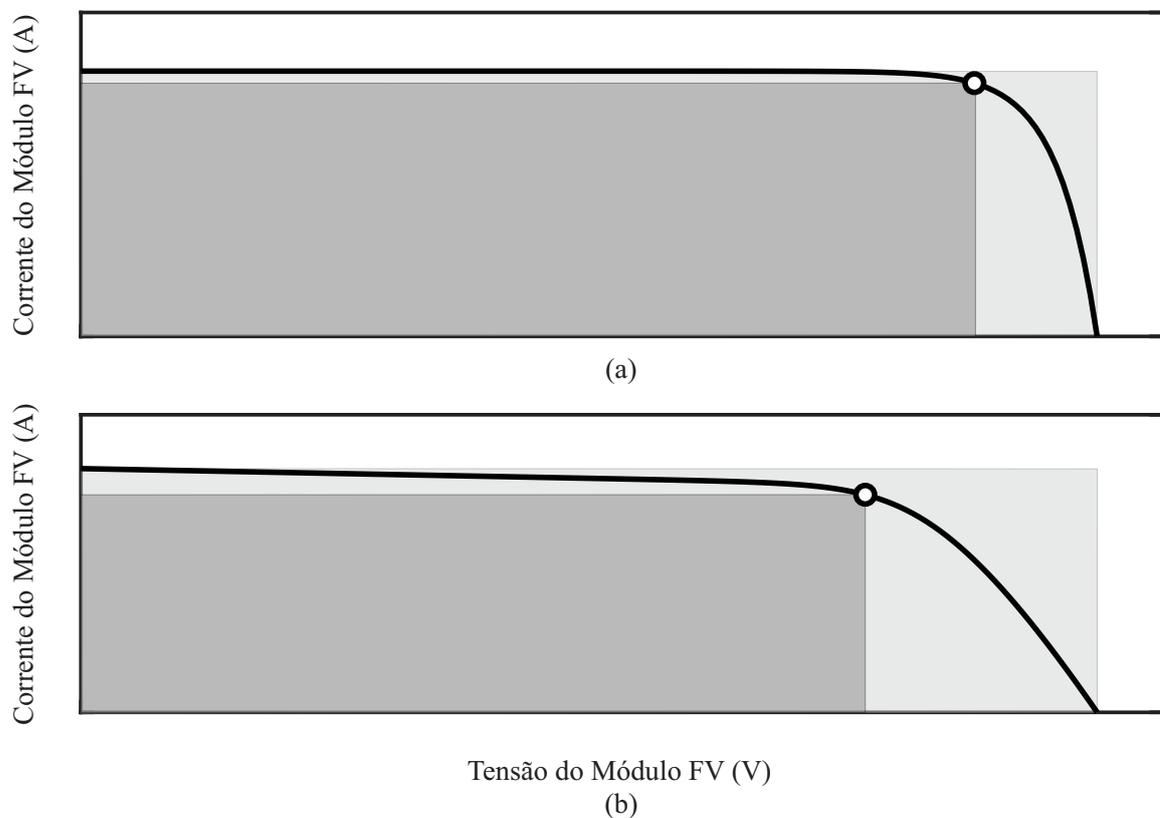
2.3.4 Rendimento (η)

O rendimento é o parâmetro mais comumente usado para comparar o desempenho de uma célula solar com outra, sendo definido como a razão entre a potência máxima produzida pela célula e a potência radiante que chega até ela. A Equação (13) mostra esta razão e, normalmente, o resultado é dado em percentual da energia convertida:

$$\eta = \frac{P_{mp}}{P_{in}} = \frac{V_{mp}I_{mp}}{A_{FV}S}, \quad (13)$$

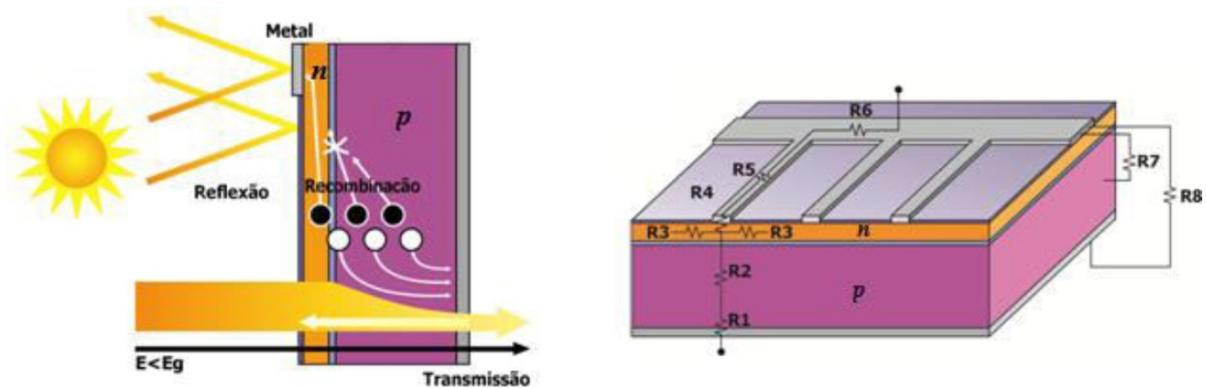
em que A_{FV} é a área do módulo fotovoltaico, em m^2 , e S é a irradiância incidente, e, W/m^2 . Além de refletir o desempenho da própria célula solar, o rendimento depende do espectro e da intensidade da luz solar incidente, além da temperatura da célula solar. Portanto, as condições

Figura 33 – Influência do fator de forma na curva I-V: (a) curva com um alto valor de FF e (b) curva com um baixo valor de FF.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 34 – Fatores que limitam o rendimento de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de CEPTEL, CRESESB (2014).

sob as quais o rendimento é medido devem ser cuidadosamente controladas, a fim de comparar o desempenho entre dispositivos. As células solares terrestres são medidas em condições de STC. Já as células solares destinadas ao uso espacial, são medidas sob condições AM0 (HONSBURG; BOWDEN, 2013).

Outros fatores que limitam o rendimento de uma célula fotovoltaica são mostrados na Figura 34 (CEPEL, CRESESB, 2014). São eles:

- Perdas por reflexão na superfície frontal (Figura 34 (a));
- Sombreamento proporcionado pela área da malha metálica na face frontal (Figura 34 (a));
- Perdas de transmissão, devido à absorção nula de fótons com energia menor do que o *gap* (Figura 34 (a));
- Perdas por recombinação de portadores de carga minoritários, devido à baixa probabilidade de coleta, pela junção PN, dos portadores de carga gerados fora da região de depleção (Figura 34 (a)); e
- Perdas por resistência em série nas junções metal-semicondutor (R_1 e R_4) existentes nos contatos metálicos frontal e traseiro, perdas nas trilhas metálicas (R_5 e R_6), nas regiões P (R_2) e N (R_3), perdas por resistência em paralelo entre o contato metálico frontal (malha metálica) e a região tipo P (R_7) e entre os contatos metálicos frontal e posterior (R_8) (Figura 34 (b)).

Na Tabela 3, está apresentado o rendimento das melhores células fotovoltaicas fabricadas com diferentes materiais e tecnologias (GREEN *et al.*, 2018). O máximo rendimento foi obtido com células fotovoltaicas multijunção, atingindo o valor de 38%. Estas células são compostas de elementos dos grupos 13, 14 e 15 da tabela periódica combinados a materiais que permitem absorver os fótons de grande parte do espectro solar. Para células de uma única junção, o limite teórico é da ordem de 30% (Limite de Shockley-Queisser) (SCHOCKEY; QUEISSER,) e as

Tabela 3 – Rendimento das melhores células fotovoltaicas fabricadas em laboratórios até 2018 (GREEN *et al.*, 2018).

Tecnologia		Rendimento (%)
Silício	Monocristalino	26,7±0,5
	Policristalino	22,3±0,4
	Filmes finos transferidos	21,2±0,4
Compostos III A - V A (ou 1-15)	GaAs (filme fino)	28,8±0,9
	GaAs (policristalino)	18,4±0,5
Calcogênios Compostos II B - VI A (ou 12-16)	CIGS (CuIn _x Ga _(1-x) Se ₂) (filme fino)	22,9±0,5
	CdTe (filme fino)	21,0±0,4
Silício amorfo	a-Si (filme fino)	10,2±0,3

Fonte: O Autor (2019).

melhores células fotovoltaicas de Si fabricadas em laboratório atingiram um rendimento de 26,7% (GREEN *et al.*, 2018).

2.4 Resumo

Neste capítulo, foram abordados os diversos aspectos que caracterizam um módulo fotovoltaico. Foram discutidas questões abrangendo desde a radiação solar até a física dos semicondutores, de modo a explicar o princípio da geração de energia elétrica a partir da luz solar. Em seguida, foi realizada uma análise das principais características do circuito equivalente de diodo único. Por fim, foram apresentados os diversos fatores que influenciam as características elétricas de um módulo fotovoltaico.

A partir dessas informações, o próximo capítulo irá abordar as questões referentes à estimação dos parâmetros do circuito equivalente de diodo único.

3 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS A PARTIR DE UMA CURVA

Neste capítulo, são abordados os diversos aspectos que permeiam a estimação de parâmetros para o circuito equivalente de um diodo, considerando o módulo fotovoltaico numa condição ambiental específica. Inicialmente, é feita uma análise de sensibilidade do modelo de diodo único em função de diversas situações, para que essas informações possam ser usadas como diretrizes no processo de estimação. Em seguida, é proposta uma técnica de estimação paramétrica e apresentada uma comparação entre técnicas de estimação existentes na literatura com a proposta deste trabalho.

3.1 Simulação Computacional do Módulo Fotovoltaico

Nesta seção, os diversos aspectos considerados importantes para a simulação computacional de um módulo fotovoltaico são apresentados.

3.1.1 Resolução da equação transcendental

Estando de posse dos valores dos parâmetros do modelo elétrico do módulo fotovoltaico, é possível realizar as simulações do mesmo, obtendo suas curvas características I-V e P-V. No entanto, pelo fato de (7) ser uma equação transcendental, isto é, não ser possível isolar I em função de V , métodos numéricos são necessários para a sua resolução. Sendo assim, a escolha deste método numérico também se torna uma parte importante na simulação de módulos fotovoltaicos (SILVA, 2015).

A solução encontrada para este problema foi utilizar a técnica de Newton-Raphson, que tem o objetivo de estimar as raízes, x , de uma função $f(x) = 0$ através da expressão

$$x^{k+1} = x^k - \frac{f(x^k)}{f'(x^k)}, \quad (14)$$

em que k indica a k -ésima iteração do algoritmo e $f'(x^k)$ é a derivada da função f calculada em x^k . É importante observar que o ponto inicial no processo iterativo, x^0 , influencia na existência e velocidade de convergência.

Então, a partir da Equação (7) criou-se uma nova função, dada por

$$I = f(I) \rightarrow g(I) = f(I) - I = 0. \quad (15)$$

Então, usando o método de Newton-Raphson para encontrar o zero dessa função, tem-se

$$I^{k+1} = I^k - \frac{g(I^k)}{g'(I^k)}, \quad (16)$$

com uma tolerância de $\Delta I = |I^{k+1} - I^k| = 1\mu\text{A}$ como critério de convergência do método. Este valor de tolerância foi escolhido de forma a garantir que o algoritmo de Newton-Raphson

convirja para um valor preciso de corrente, especialmente para pontos próximos de V_{oc} , onde os valores de corrente estão na faixa dos mA. Em relação ao valor do passo de tensão, foi adotado, por convenção, um valor de 10 mV para este passo, mas qualquer outro valor (inclusive passo variável) poderia ter sido adotado (SILVA, 2015).

3.1.2 Obtenção das curvas I-V

Algumas técnicas que são propostas neste trabalho se baseiam nas curvas fornecidas pelos *datasheets* e em curvas experimentais, obtidas por extratores de curvas, necessárias para fazerem a estimação dos parâmetros do modelo. Além disso, o processo de validação das técnicas estudadas é baseado no erro entre as curvas I-V geradas pelo modelo matemático e as curvas I-V experimentais ou dos *datasheets* (SILVA, 2015).

As curvas de *datasheets* foram extraídas usando um algoritmo de extração de curvas, baseado em tratamento de imagens, desenvolvido na plataforma MATLAB. Já as curvas experimentais foram obtidas usando um extrator de curvas que incluía sensores de tensão e corrente precisos (para medir a tensão e a corrente de saída do módulo fotovoltaico), um piranômetro (para medir a irradiância) e um sensor de temperatura (SILVA *et al.*, 2016).

Maiores detalhes sobre esses processos de obtenção de curvas podem ser encontrados em (SILVA, 2015), (REITER, 2016).

3.1.3 Definição dos erros

As figuras de mérito escolhidas para comparar as técnicas de estimação usam as curvas I-V e também as curvas P-V, uma vez que a maioria das aplicações que usam o modelo elétrico de um diodo querem estimar com precisão a potência extraída do módulo fotovoltaico.

O erro absoluto em potência para um ponto de tensão específico é calculado por

$$erro_a = |P_{curva} - P_{modelo}|, \quad (17)$$

em que P_{curva} é o produto, ponto a ponto, dos pares obtidos a partir das curvas I-V experimentais ou obtidas dos *datasheets*; e P_{modelo} é o produto, ponto a ponto, dos pares I-V gerados a partir da simulação do modelo elétrico com os parâmetros estimados por uma técnica específica.

Assim, o erro médio absoluto em potência (*EMAP*) de uma curva P-V completa pode ser calculado por

$$EMAP = \frac{\sum_{j=1}^{N_{pontos}} erro_a}{N_{pontos}}, \quad (18)$$

em que $erro_a$ é calculado para todos os pontos de tensão indo de zero até a condição de circuito aberto e N_{pontos} é o número de pontos extraídos da curva I-V real do módulo fotovoltaico.

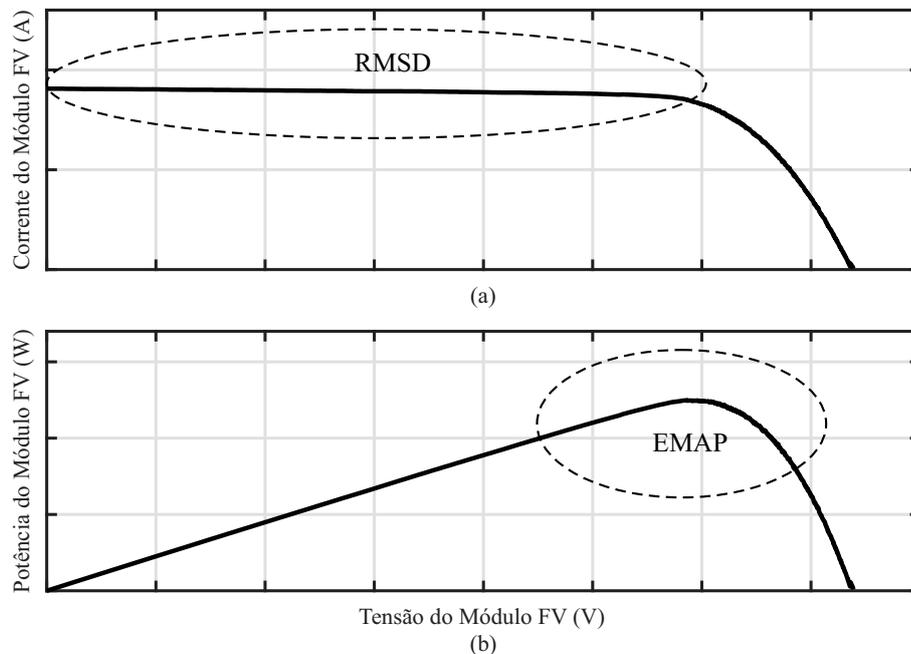
Por fim, com o objetivo de uniformizar os erros em potência, de modo que duas ou mais curvas P-V de módulos de distintas potências possam ser comparados, o EMAP normalizado (EMAPN) pode ser definido como

$$EMAPN = \frac{EMAP}{P_{mp}} \cdot 100\%. \quad (19)$$

Uma ressalva importante é que enquanto o EMAPN é usado como figura de mérito na comparação entre as técnicas de estimação de parâmetros com diferentes módulos, o EMAP é usado como critério de parada na escolha dos parâmetros do modelo nas técnicas propostas por este trabalho. Esta escolha do EMAP como a figura de mérito principal pode ser entendida através da Figura 35, na qual é possível notar que o EMAP representa melhor os erros próximos da região de máxima potência, diferente de outras figuras de mérito que normalizam os erros com relação à potência, reduzindo a importância dessa região, que é a mais importante nos estudos de geração fotovoltaica (SILVA *et al.*, 2016) e (SILVA, 2015).

A outra figura de mérito escolhida nesse trabalho para comparar as técnicas foi o desvio médio quadrático da corrente (*root mean square deviation* - RMSD) (MAHMOUD; XIAO; ZEINELDIN, 2013), que também foi usado para a comparação entre as técnicas e avaliação da precisão do modelo. Na Figura 35 também é mostrada a região da curva I-V na qual esta figura de mérito se torna mais sensível. O RMSD e o RMSD normalizado (NRMSD) da corrente fotovoltaica gerada por modelo, I_{modelo} , em relação aos valores reais, I_{curva} , podem ser expressos

Figura 35 – Regiões de maior sensibilidade (a) do RMSD e (b) do EMAP.



Fonte: O Autor (2019).

da seguinte forma:

$$RMSD = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{N_{pontos}} (I_{curva} - I_{modelo})^2}{N_{pontos}}} \quad (20)$$

$$NRMSD = \frac{RMSD}{I_{sc}} \cdot 100\%. \quad (21)$$

3.1.4 Técnicas de Estimação dos Parâmetros do Modelo

Como foi dito no Capítulo 1, numerosas técnicas de estimação dos parâmetros do modelo de módulos fotovoltaicos podem ser encontradas na literatura, apresentando diferentes abordagens, níveis de precisão, complexidade computacional e quantidade de dados de entrada necessários.

Para este trabalho, diversas técnicas foram testadas e as que obtiveram melhores resultados foram escolhidas para servirem como comparação com a técnica a ser proposta. O funcionamento destas técnicas não é aprofundado neste trabalho, mas suas respectivas fontes serão fornecidas para maiores detalhes. As técnicas selecionadas foram:

- Técnica de “Accarino” (ACCARINO *et al.*, 2013) - técnica explícita;
- Técnica dos Mínimos Quadrados Não Lineares (MQNL) (NAYAK; MOHAPATRA; MOHANTY, 2013a) - técnica baseada em otimização a partir do algoritmo dos mínimos quadrados não lineares;
- Técnica de “AlRashidi” (ALRASHIDI; ALHAJRI; EL-NAGGAR, 2011) - técnica baseada em otimização a partir do algoritmo de busca por padrões (*pattern search*);
- Técnica da Varredura total (SILVA *et al.*, 2016) - baseada em uma varredura completa dos valores numéricos possíveis dos parâmetros no STC, a partir de curvas I-V fornecidas pelos fabricantes ou curvas I-V experimentais.

3.1.5 Proposta de uma técnica de estimação baseada no algoritmo *pattern search* e na minimização do EMAP

Em (SILVA, 2015) e (SILVA *et al.*, 2016) foi proposta uma técnica que identifica os parâmetros do modelo elétrico, apresentando alguma correspondência com o comportamento físico dos módulos fotovoltaicos. A técnica foi capaz de encontrar cinco parâmetros desconhecidos do modelo de diodo único, usando dados fornecidos pelo *datasheet* do fabricante ou curvas experimentais. Esta técnica baseou-se em uma varredura completa dos possíveis valores físicos dos parâmetros no STC e considerou a dependência de R_s com a temperatura e a irradiância. Embora esta técnica tenha apresentado bons resultados no processo de estimação, ela ainda podia ser considerada limitada, uma vez que não considerou a possível dependência dos outros parâmetros com a temperatura e irradiância, ou seja, não podia representar

completamente os fenômenos físicos dos módulos fotovoltaicos. Vale também ressaltar que o esforço computacional da técnica era considerável, pois era realizada uma varredura de todos os possíveis valores de N variáveis dentro de uma faixa, o que tornava a tarefa complexa. Foi a partir dessas desvantagens que a técnica possui, que surgiu a motivação de melhorá-la.

Então, para averiguar se era possível obter uma técnica de estimação de parâmetros que apresentasse resultados melhores do que os obtidos em (SILVA, 2015) e (SILVA *et al.*, 2016), foram testadas algumas técnicas baseadas em otimização, que seguem o formato

$$\begin{aligned} &\text{minimize} && F(X) \\ &\text{sujeito a} && LB \leq X \leq UB \\ &&& X \in R^n, \end{aligned}$$

em que LB (*Lower Bound*) representa o limite inferior e UB (*Upper Bound*) representa o limite superior de busca.

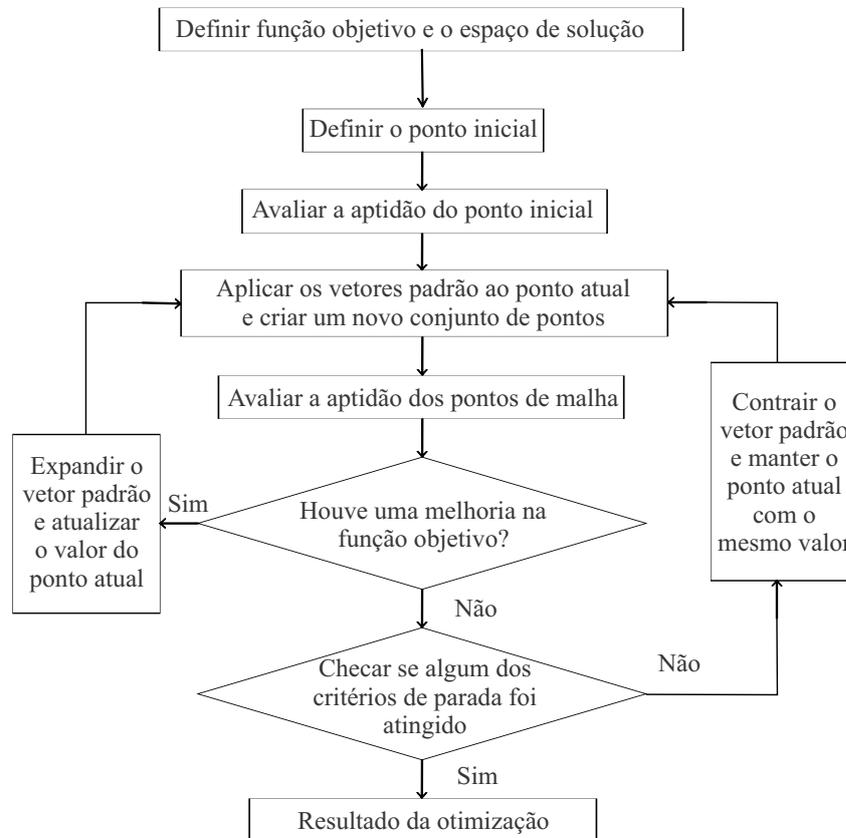
Dentre as técnicas de otimização testadas, pode-se citar as técnicas algoritmo genético (*Genetic Algorithm - GA*), arrefecimento simulado (*Simulated Annealing - SA*) e busca por padrões (*Pattern Search - PS*), sendo a técnica PS a que apresentou os resultados mais satisfatórios.

O algoritmo PS é uma técnica global, não-linear e multivariada capaz de resolver problemas de otimização complexos (ALRASHIDI; ALHAJRI; EL-NAGGAR, 2011). A técnica PS pode ser explicada da seguinte forma: o algoritmo começa usando um conjunto de pontos, conhecido como malha (*mesh*), em torno do ponto dado (BAGHERI; AMINI, 2011). Essa malha é produzida adicionando escalares múltiplos de vetores, chamados padrões (*patterns*), ao ponto atual. Subsequentemente, o algoritmo procura uma malha em torno do ponto atual para obter um ponto em que a função objetivo tenha um valor menor. Quando isso acontece, esse ponto é definido como o novo ponto atual da iteração e a dimensão da malha torna-se maior para evitar a possibilidade da ocorrência de mínimos locais (LEWIS; TORCZON,). Caso contrário, o ponto atual permanece o mesmo na próxima iteração e a dimensão de malha torna-se menor para que seja excluída a região de falha anterior. Os critérios de parada da técnica PS ocorrem quando um dos seguintes casos é atingido (BAGHERI; AMINI, 2011): o número máximo de iterações; o número máximo de cálculos da função-objetivo da função; o tamanho mínimo da malha; o tamanho mínimo do vetor (a distância entre dois pontos); a tolerância no valor da função. O fluxograma do processo de otimização usando a técnica PS é mostrado na Figura 36.

O problema de otimização é então formulado como uma minimização de uma função objetivo baseada no valor do erro médio absoluto em potência (EMAP) estimado entre a curva originada pelo modelo elétrico equivalente e uma curva originada da folha de dados e/ou uma curva experimental.

A seguir, o processo de estimação de parâmetros via otimização por PS é descrito detalhadamente:

Figura 36 – Fluxograma do algoritmo PS (BAGHERI; AMINI, 2011) usado na técnica de estimação de parâmetros proposta.



Fonte: Adaptado de Bagheri, Amini (2011).

1. As constantes do módulo (k , q e N_s) são declaradas;
2. A curva I-V a ser investigada é carregada, e, a partir dela, são definidos os valores de I_{sc} e V_{oc} ;
3. A função objetivo, baseada no cálculo do EMAP (18), é declarada;
4. Os limites (superior e inferior) em que os parâmetros do modelo são restritos, a fim de evitar um parâmetro para assumir valores sem qualquer significado físico, são definidos a partir de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009):

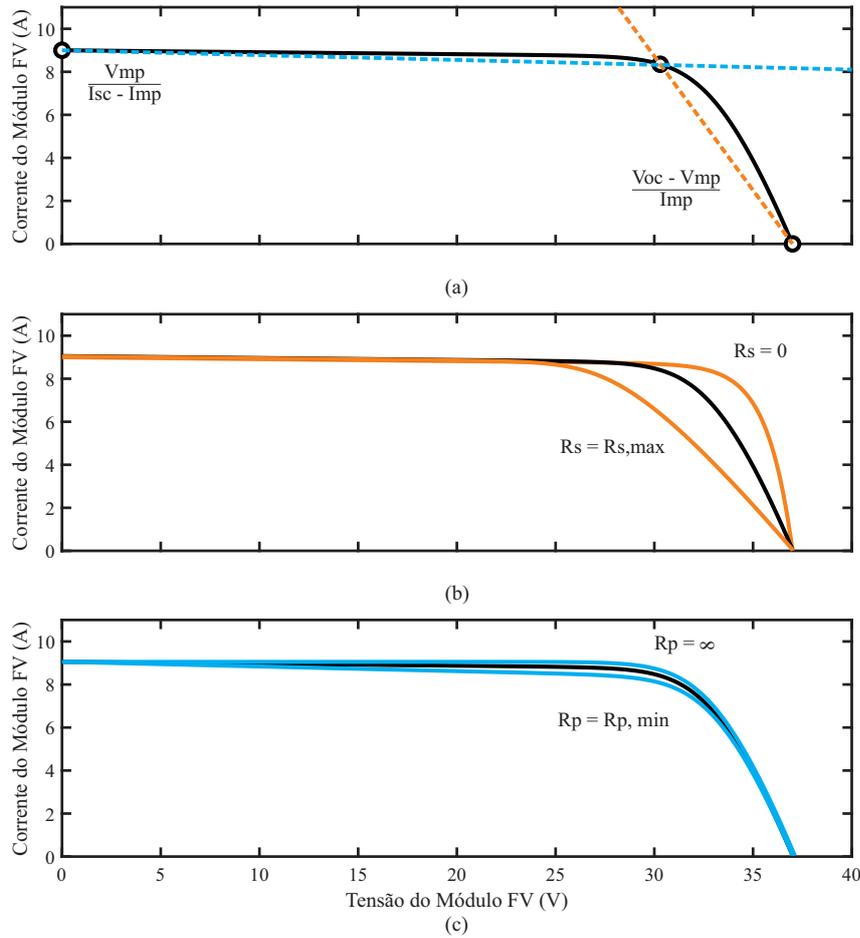
$$R_{s,max} = \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}}, \quad (22)$$

$$R_{p,min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc} - I_{mp}}. \quad (23)$$

Na Figura 37 (a) são mostradas as retas que definem estes limites, enquanto que nas Figuras 37 (b) e (c) são mostradas as regiões de busca de R_s e R_p , respectivamente;

5. A técnica PS tem uma desvantagem que é ser muito dependente do seu ponto inicial quando é aplicada para resolver problemas de otimização altamente não lineares, como é o caso da estimação de parâmetros para módulos fotovoltaicos. Por isso, foi decidido que a melhor opção seria adotar, como ponto inicial, o resultado de estimação obtido de outra técnica previamente simulada, que servirá como condição inicial dos valores a serem estimados. A

Figura 37 – Definição dos limites adotados no PS-EMAP.



Fonte: O Autor (2019).

técnica escolhida para este fim foi a técnica explícita de Accarino (ACCARINO *et al.*, 2013). Assim, os limites superior e inferior, assim como o ponto inicial (X_0), seguem o formato $[R_s, R_p, A, I_g]$ e foram definidos como:

- $LB = [0; R_{p,min}; 1; I_{sc}]$;
- $UB = [R_{s,max}; 10000; 2; (I_{sc} + 1)]$;
- $X_0 = [R_{s0}, R_{p0}, A_{p0}, I_{g0}]$.

6. Por fim, o valor de e e I_{sat} é calculado a partir da seguinte expressão:

$$I_{sat} = \frac{I_g - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\frac{V_{oc}}{V_t}} - 1}. \quad (24)$$

7. Os critérios de parada utilizados no algoritmo PS são mostrados na Tabela 4. Nela, os números máximos de iterações e de cálculos da função objetivo forma definidos arbitrariamente após alguns testes, enquanto que o valor $2,22 \times 10^{-16}$ que é empregado para as tolerâncias corresponde ao menor valor numérico que o Matlab consegue representar.

O fluxograma desta técnica é mostrado na Figura 38. Já o script da implementação desta técnica em Matlab está apresentado no Apêndice C.

Tabela 4 – Critérios de parada para a técnica PS.

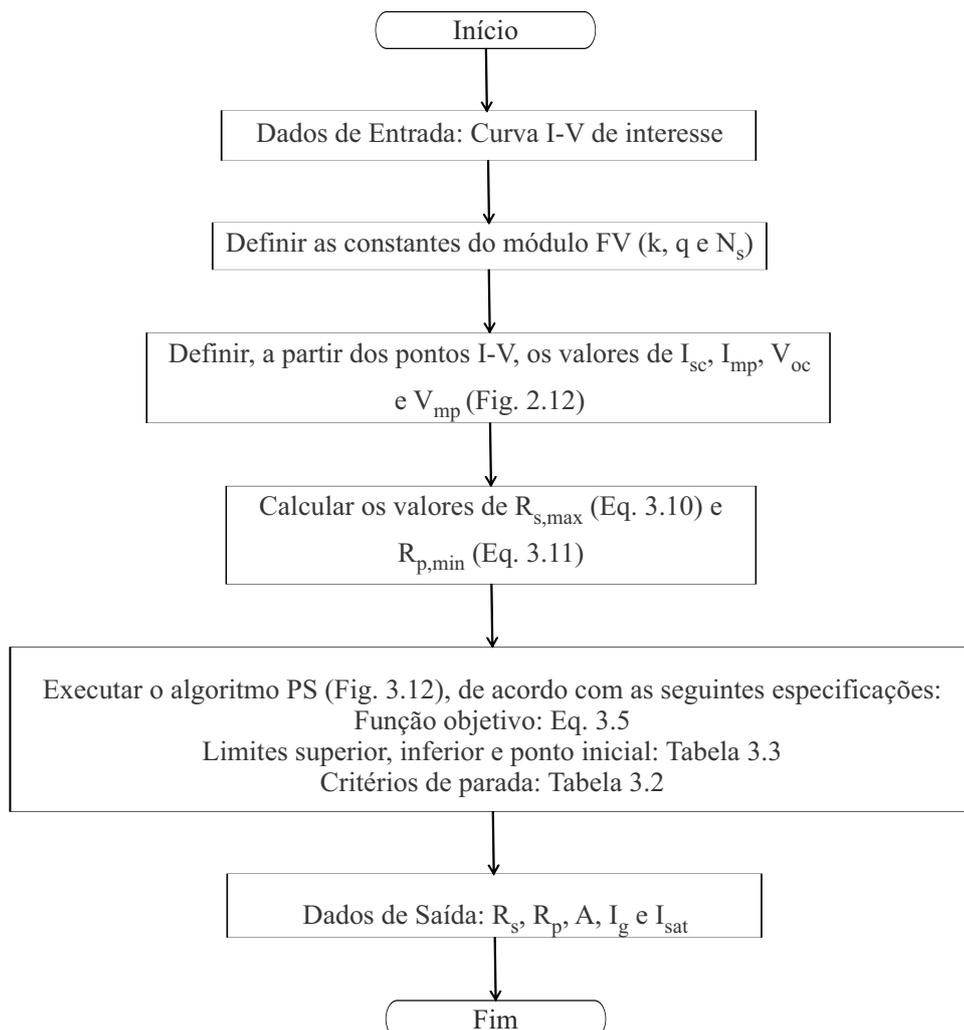
Número máximo de iterações	1000
Número máximo de cálculos da função objetivo	1000
Tolerância do tamanho da malha	$2,22 \times 10^{-16}$
Tolerância do vetor X	$2,22 \times 10^{-16}$
Tolerância do valor da função objetivo	$2,22 \times 10^{-16}$

Fonte: O Autor (2019).

3.2 Avaliação das Técnicas de Estimação de Parâmetros

Nesta subseção, são mostrados os resultados do processo de estimação de parâmetros para o modelo de referência. Primeiramente, na Tabela 5 são mostrados os valores de todos

Figura 38 – Fluxograma da técnica PS-EMAP



Fonte: O Autor (2019).

os parâmetros auxiliares necessários para a implementação de cada técnica. Em seguida, são mostrados na Tabela 6 os resultados da comparação, onde todos os parâmetros foram estimados para $S = 1000\text{W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$. Nela, as duas primeiras colunas apresentam os valores reais do circuito equivalente, enquanto que as demais mostram o valor estimado do parâmetro e o seu respectivo erro percentual em relação ao valor real. Valores muito elevados de erro são representados por “ ∞ ”. A partir deste ponto, todas as tabelas deste capítulo seguem essa linha de raciocínio. Vale ressaltar que todas as técnicas foram submetidas aos mesmos critérios de parada (quando eram aplicáveis), dados pela Tabela 4.

Como esperado, as técnicas baseadas no algoritmo PS obtiveram os melhores resultados. A técnica VT também se destacou, justamente por fazer uma varredura de todos os valores fisicamente possíveis na busca, ao custo de um maior esforço computacional.

Já nas Figuras 39 e 40 são mostrados os resultados gráficos para as técnicas com pior e o melhor desempenho, respectivamente. Os resultados gráficos para as demais técnicas não são mostrados, pois como pode-se ver nas próprias Figuras 39 e 40, as diferenças entre o melhor e o pior resultados são mínimas. Logo, apresentar os outros resultados gráficos seria redundante.

Pode-se concluir que a técnica PS-EMAP obteve os melhores resultados, não só em termos de EMAPN como também em relação à proximidade dos valores estimados com os reais. Os resultados também mostram que, mesmo que o resultado visual para a técnica com o pior desempenho tenha sido aceitável, isso não quer dizer que os parâmetros estimados são os mais adequados. Outras técnicas que se destacaram foram a VT e a “AlRashidi”, e sendo assim, continuarão a ser comparadas com a técnica proposta.

No Apêndice A, é apresentado um estudo de verificação da sensibilidade destas técnicas de estimação de parâmetros diante da imposição de algumas condições iniciais, de modo a definir diretrizes para o processo de estimação de parâmetros a partir de uma só curva I-V.

Tabela 5 – Parâmetros necessários para implementação das técnicas de estimação de parâmetros dos módulos fotovoltaicos.

Accarino	-
MQNL	$X_0 = [R_s, R_p, A, I_{sat}] = [R_s, R_p, A, I_{sat}]_{Accarino}$
	$X_{LB} = [R_s, R_p, A, I_{sat}] = [0, R_{p,min}, 1, 10^{-10}]$
	$X_{UB} = [R_s, R_p, A, I_{sat}] = [R_{s,max}, 10^4, 2, 10^{-5}]$
Alrashidi	$X_0 = [R_s, R_p, A, I_g, I_{sat}] = [R_s, R_p, A, I_g, I_{sat}]_{Accarino}$
	$X_{LB} = [R_s, R_p, A, I_g, I_{sat}] = [0, R_{p,min}, 1, I_{sc}, 10^{-10}]$
	$X_{UB} = [R_s, R_p, A, I_g, I_{sat}] = [R_{s,max}, 10^4, 2, (I_{sc} + 1), 10^{-5}]$
VT	$\Delta A = 0,01; R_{s,min} = 0; R_{s,max} = 1; \Delta R_s = 1 \text{ m}\Omega$
PS-EMAP	$X_0 = [R_s, R_p, A, I_g] = [R_s, R_p, A, I_g]_{Accarino}$
	$X_{LB} = [R_s, R_p, A, I_g] = [0, R_{p,min}, 1, I_{sc,ref}]$
	$X_{UB} = [R_s, R_p, A, I_g] = [R_{s,max}, 10^4, 2, (I_{sc,ref} + 1)]$

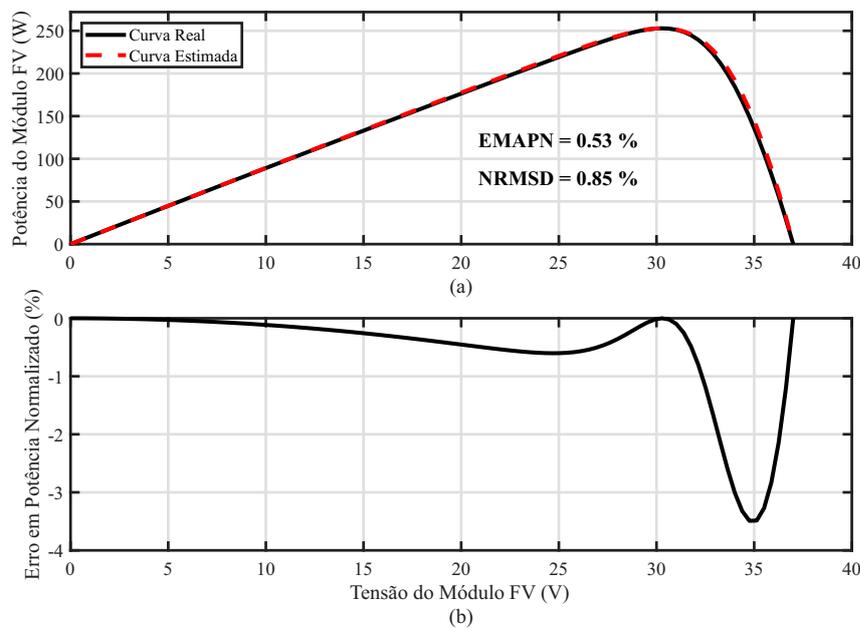
Fonte: O Autor (2019).

Tabela 6 – Comparação entre as técnicas de estimação para o modelo de referência.

Parâmetros Reais	Accarino		MQNL		Alrashidi		VT		PS-EMAP		
	X_{est}	$\varepsilon(\%)$									
$R_s(\Omega)$	0,320	0,218	32%	0,237	26%	0,252	21%	0,318	1%	0,316	1%
$R_p(\Omega)$	110	146	33%	162	47%	117	6%	124	13%	118	7%
A	1,000	1,250	25%	1,251	25%	1,251	25%	1,010	1%	1,018	2%
$I_g(A)$	9,03	9,00	0%	9,01	0%	9,01	0%	9,00	0%	9,01	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	880	∞	862	∞	880	∞	3,53	33%	4,4	65%
EMAPN (%)	0,48		0,53		0,22		0,03		0,02		

Fonte: O Autor (2019).

Figura 39 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica MQNL e a curva original do modelo de referência, na condição $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.



Fonte: O Autor (2019).

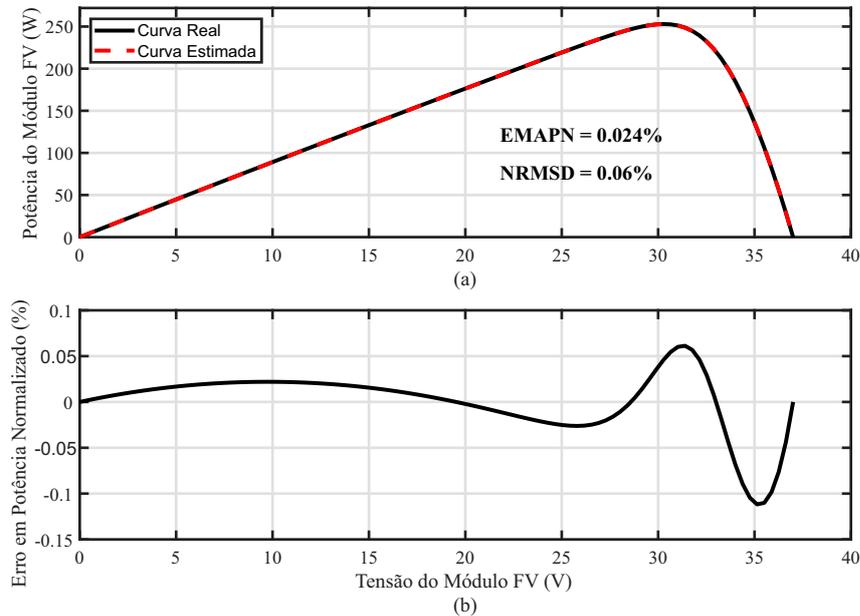
3.3 Caracterização das Curvas I-V

Embora não represente o comportamento dinâmico do módulo, a curva I-V nas condições padrão continua sendo a principal referência para avaliação do comportamento elétrico de um dispositivo fotovoltaico. Ela permite a comparação qualitativa entre módulos, pois se espera que um módulo que é claramente melhor que outro de mesma tecnologia nas condições padrão, permaneça melhor quando estas condições variem em campo.

Para sua determinação, existem três normas internacionais principais (RAMOS, 2006):

- IEC 904-1 (1987), para a medida da curva I-V e, adicionalmente, a IEC 904-3 (1989), que traz os princípios de medições em relação à distribuição espectral, além de explicações de

Figura 40 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica PS-EMAP e a curva original do modelo de referência, na condição $S = 1000\text{W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.



Fonte: O Autor (2019).

todos os parâmetros definidos;

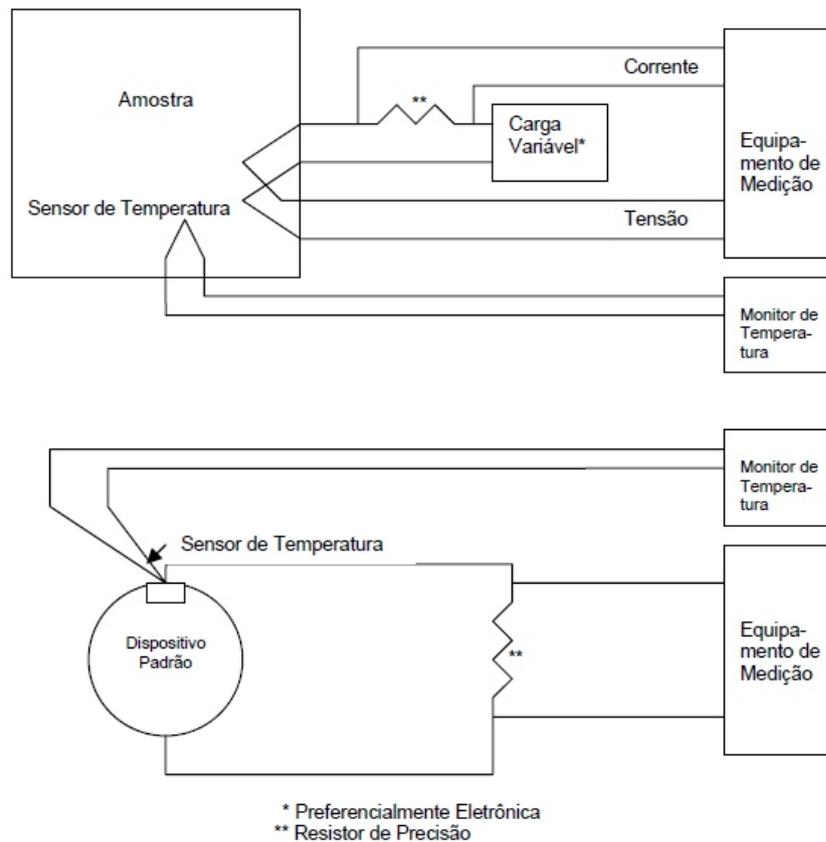
- IEC 891 (2009), para a extrapolação da curva I-V em outras condições de irradiância e temperatura;
- IEC 984 (1992), que define as especificações do dispositivo usado para medir a irradiância.

Além destas, existe uma recomendação europeia (JRC-ISPRA, 1993), que trata dos arranjos fotovoltaicos, e a norma internacional IEC 61215 (1993), que estabelece, além da obtenção da curva I-V nas condições padrão de acordo com as normas IEC 904-1, procedimentos de ensaios físicos, medindo o desempenho dos módulos fotovoltaicos após vários testes. A norma IEC 904-1 define três procedimentos para a obtenção da curva I-V, sendo dois em laboratório, com simulador solar, e um em campo, utilizando a luz solar natural. Os três têm em comum o fato de utilizarem um dispositivo padrão, calibrado previamente, que deve ter a mesma resposta espectral da amostra sobre teste. Desta forma, minimiza-se o problema da distribuição espectral, restando apenas a questão da irradiância e da temperatura da célula. Para a medida em campo (*outdoor*), deve haver pelo menos 800 W/m^2 de irradiância, não podendo variar mais que $\pm 1\%$, e pode-se cobrir a amostra e/ou o dispositivo padrão até que a temperatura do módulo seja uniforme com a temperatura ambiente. Basicamente, o procedimento baseia-se no registro da curva I-V e a temperatura da amostra e o registro da corrente de curto-circuito e temperatura do dispositivo padrão, concomitantemente, e depois na correção dos valores obtidos, para as condições desejadas (RAMOS, 2006). O esquema do teste, com as devidas conexões, está ilustrado na Figura 41.

Os procedimentos de medida dos arranjos (recomendação JRC-ISPRA) são os mesmos que os para medidas outdoor especificados na IEC 904-1, com a diferença de que a margem de

erro é maior, pelo acúmulo das incertezas à medida que vão-se associando os módulos (RAMOS, 2006). Nas medidas efetuadas em laboratório (*indoor*), com simulador solar, a influência da irradiância é minimizada, pois pode-se ajustar previamente a intensidade requerida. Dependendo do tipo de simulador, o procedimento básico se altera. Para simuladores contínuos, primeiro se calibra o dispositivo padrão, através do ajuste da irradiância que produza a corrente de curto-circuito. Sem alterar o ajuste, submete-se a amostra à mesma irradiância e registra-se a curva I-V e sua temperatura. É recomendado também cobrir a amostra e/ou o dispositivo padrão até que a temperatura do módulo esteja uniforme com a temperatura ambiente. Se a temperatura da amostra não for a desejada, deve ser corrigida. Caso o simulador solar seja do tipo pulsado, ambos (amostra e dispositivo padrão) podem ser colocados lado a lado e procede-se o ajuste da irradiância com base no valor da corrente de curto-circuito calibrada no dispositivo padrão. Registra-se a curva I-V da amostra e sua temperatura. Analogamente aos métodos anteriores, a amostra e/ou o dispositivo padrão podem ser cobertos até que a temperatura do módulo seja uniforme com a temperatura ambiente. A temperatura da amostra deve ser corrigida, se não for a desejada (RAMOS, 2006).

Figura 41 – Diagrama de blocos e conexões de ensaio conforme norma IEC 904-1 (1987).



Fonte: Adaptado de Ramos (2006).

3.3.1 Vantagens e Desvantagens dos Métodos de Caracterização

Os procedimentos laboratoriais (*indoor*), a princípio, têm a vantagem do controle sobre os parâmetros críticos (distribuição espectral, irradiância e temperatura). Mesmo assim, questiona-se se a irradiância medida no dispositivo padrão é a irradiância real ou é um valor de irradiância distorcido que chega a ele mascarada pela distribuição espectral. Além disto, o problema da determinação da temperatura da célula continua. A temperatura da célula é diferente da temperatura da superfície do módulo, à qual se tem acesso para medir. Não há como romper o encapsulamento para conectar um sensor diretamente à célula solar. Desta forma, a solução consiste no monitoramento de outras variáveis que dependam da temperatura, como a tensão de circuito aberto (V_{oc}), e que são mais fáceis de medir. Considerando-se o uso de simuladores solares, também surgem alguns problemas. Com o simulador solar contínuo, recomenda-se cobrir o módulo e retirar a cobertura antes de realizar a medida, para impedir que o módulo se aqueça. Já com o simulador solar pulsado, não há o problema do aquecimento nem é necessário cobrir e descobrir a amostra sob teste. Porém, cabe ressaltar que tanto num quanto noutro método, as condições divergem das encontradas na prática, uma vez que a célula não está em seu equilíbrio térmico no momento das medições. Este é um fator importante quando em operação real, e que pode ser facilmente determinado pela observação da estabilidade de V_{oc} . O equilíbrio térmico pode ser conseguido com o simulador solar contínuo, sem cobrir o módulo, realizando as medições quando V_{oc} estiver estabilizado. Quanto ao simulador solar pulsado, há ainda mais um cuidado a ser tomado, com relação à duração do *flash* de luz. A largura do pulso deve ser suficientemente grande para que o módulo forneça sua resposta elétrica e que os equipamentos de medida não insiram erros nos registros. Neste quesito, estudos mostram que podem ocorrer erros de até 15%, por tempos mal ajustados em relação aos tipos de amostras testadas, recomendando que se estude o comportamento dos módulos e proceda à adequação do equipamento antes do ensaio (RAMOS, 2006). Os procedimentos em campo (*outdoor*) apresentam como vantagem a condição real de operação dos geradores. Porém, não há qualquer tipo de controle sobre os parâmetros críticos (irradiância, distribuição espectral e temperatura). Inclusive, para realização de qualquer medida, é necessário verificar-se a estabilidade de parâmetros ambientais como irradiância e temperatura, para que seja válida a extrapolação dos valores obtidos às condições padrão de teste (STC). Pensando-se em arranjos, não há outra forma de efetuar as medições senão em campo. Há outras contribuições, vindas de procedimentos de medidas em campo (*outdoor*) desenvolvidos, como o do IES (Instituto de Energia Solar), Espanha, que utiliza uma carga eletrônica projetada de forma que sua constante de carga seja de pelo menos 20 ms, que é um dado imposto pelo tempo de resposta do módulo para um bom funcionamento. São registradas as curvas I-V sob condições reais da amostra e do dispositivo padrão, certificando-se que a irradiância seja igual ou superior a 600 W/m^2 , proporção da irradiância difusa em relação à incidente inferior a 20%, velocidade do vento, medido a 5 m do solo, inferior a 2 m/s, intervalo de tempo entre as medidas da amostra e do dispositivo padrão inferior a três

minutos e variação máxima da irradiância durante as medidas igual ou inferior a 10% do valor máximo. Depois, de posse das curvas I-V, extrapolam-se ambas, para as condições padrão de teste (STC). Como já são conhecidas previamente as características e a potência máxima nas condições padrão de teste (STC) do dispositivo de referência, a potência máxima real da amostra é corrigida, incorporando-se a ela o mesmo erro que havia nos valores do dispositivo de referência, eliminando desta forma as discrepâncias causadas pela distribuição espectral. Outro parâmetro de comparação considerável entre os métodos de caracterização é o custo. Neste ponto, os métodos em campo (*outdoor*) levam vantagem com relação à instrumentação empregada, que se baseia em equipamentos de grande emprego laboratorial e, portanto, com custos bem atrativos em relação ao de um simulador solar contínuo ou pulsado, que é bastante elevado (RAMOS, 2006).

3.3.2 Requisitos Gerais de Medição

Terminada a análise sobre as vantagens e desvantagens dos métodos de caracterização elétrica dos módulos fotovoltaicos, são abordados os procedimentos a serem utilizados na caracterização elétrica, tão importante dentro do processo de qualificação proposto. A Norma Internacional IEC 61215 (1993), que estabelece as exigências para qualificação e homologação de módulos fotovoltaicos adequados à operação ao ar livre por um longo tempo, em sua Cláusula 10.2, apresenta as recomendações para a caracterização elétrica dos módulos, que se referenciam a outras publicações, a saber: IEC 904-1 (1987): Dispositivos Fotovoltaicos, Parte 1 – Medições da Curva Característica Fotovoltaica Corrente-Tensão; IEC 904-3 (1989): Dispositivos Fotovoltaicos, Parte 3 – Princípios de medições para dispositivos fotovoltaicos terrestres em função da irradiância espectral; IEC 891(1987): Procedimentos para correção de temperatura e irradiância em medidas da curva característica I-V de dispositivos fotovoltaicos de silício cristalino.

A norma IEC 61215 indica sucintamente que deve-se determinar como o desempenho elétrico do módulo varia com a carga nas Condições Padrão de Teste (espectro AM 1,5; temperatura da célula $25 \pm 2^\circ\text{C}$; irradiância: 1000 W/m^2). Permite que seja usada luz solar natural ou um simulador classe A, em conformidade com os requisitos da IEC 904-3 e acrescenta que a característica corrente-tensão do módulo nas Condições Padrão de Teste (STC) deverá ser determinada de acordo com IEC 904-1. Quando necessário, pode-se fazer as correções de temperatura e irradiância, em conformidade com a IEC 891. Todas essas normas se referem a dispositivos fotovoltaicos de silício cristalino, sendo aplicáveis a uma única célula solar, um arranjo de células ou um módulo fotovoltaico. A partir dessas recomendações, foram reunidos os procedimentos e observações pertinentes de cada um desses documentos:

- A medição da irradiância deve ser feita usando um dispositivo padrão calibrado. Entende-se por dispositivo padrão calibrado aquele que foi calibrado em termos de corrente de

curto-circuito por unidade de irradiância ($\text{AW}^{-1}\text{m}^{-2}$) com uma distribuição padrão (Figura 17);

- O dispositivo padrão deverá ter essencialmente a mesma resposta espectral relativa que a amostra;
- A temperatura do dispositivo padrão e da amostra deverão ser medidas com uma precisão de $\pm 1^\circ\text{C}$. Se a temperatura do dispositivo padrão diferir mais que 2°C da temperatura para a qual foi calibrado, o valor calibrado deverá ser ajustado para a medição de temperatura;
- A superfície ativa da amostra deverá ser coplanar dentro de $\pm 5^\circ$ com a superfície ativa do dispositivo padrão. Não deverão ser usados colimadores;
- As conexões do teste são mostradas na Figura 41;
- Tensões e correntes devem ser medidas com uma precisão de $\pm 0,5\%$, usando pontas de prova independentes para os terminais da amostra;
- Correntes de curto-circuito devem ser medidas em tensão zero, usando uma carga variável (preferencialmente eletrônica), balanceando a tensão e drenando-a através de uma resistência série externa. Alternativamente, elas podem ser determinadas pela medição de tensão através de um resistor fixo de precisão de 4 terminais, permitindo que a medida seja realizada a menos que 3% da tensão de circuito aberto do dispositivo, dentro de uma faixa onde há uma relação linear entre tensão e corrente, e a curva é extrapolada para tensão zero;
- Voltímetros devem ter uma resistência interna de pelo menos $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$;
- A calibração de todos os instrumentos deverá ser certificada dentro da precisão requerida no momento da medida;
- A precisão dos procedimentos de correção da irradiância e da temperatura deverá ser verificada periodicamente pela medição do desempenho da amostra a níveis selecionados, e os resultados comparados com os valores extrapolados.

3.4 Estimação a partir de Curvas de *Datasheets*

Com relação ao uso de curvas de *datasheets*, a grande questão é o quão precisamente representadas elas estão nestes documentos. A princípio, pode-se adotar como critério de escolha, os *datasheets* cujos fabricantes apresentem alguma “Certificação de Módulos e Serviços Comerciais”.

Essa certificação de produtos é um processo formal que envolve laboratórios de testes acreditados e agências de certificação que emitem licenças para fabricantes, indicando que seus produtos foram testados e estão em conformidade (MCEVOY; MARKVART; CASTANER, 2011). A certificação é bem conhecida em outras indústrias, especialmente para a segurança do produto, mas é um desenvolvimento bastante recente para a energia fotovoltaica. As certificações de segurança do módulo fotovoltaico estão disponíveis há quase 20 anos, mas nos últimos 10 anos foram feitos esforços para iniciar as certificações com base em testes de qualificação. Um exemplo

disso é o Programa Global de Aprovação de Energia Fotovoltaica (*Global Approval Program for Photovoltaics - PV GAP*) (MCEVOY; MARKVART; CASTANER, 2011). Muitos laboratórios fotovoltaicos independentes oferecem serviços de teste, como parte de um programa formal de certificação ou mediante solicitação. Entre eles, estão incluídos:

- Laboratório de Testes Fotovoltaicos da SU, Mesa, AZ, EUA;
- Centro Comum de Investigação da Comissão Europeia, Instituto do Ambiente, Unidade de Energias Renováveis, Ispra, Itália;
- TÜV Rheinland, Berlim / Brandemburgo, Alemanha;
- Underwriters Laboratories, Inc., Northbrook, IL, EUA;
- Instituto de Testes e Certificação VDE, Offenbach, Alemanha

Mesmo assim, é natural que ocorra uma perda de qualidade nas curvas I-V, quando da passagem para os *datasheets*. Fora isso, as curvas ainda precisam passar por um processo de tratamento (Subseção 3.1.2) de imagens para poderem ser manuseadas pelo usuário. E na passagem desse processo, ocorre outra perda de qualidade nessas curvas. Por isso, as curvas I-V oriundas de *datasheets* com certificação adequada, apresentam uma confiabilidade suficiente para a realização de estudos teóricos qualitativos, tais como estudos de viabilidade, comparação entre módulos de um mesmo fabricante e comparação entre técnicas de estimação de parâmetros (como vem sendo feito até hoje em alguns trabalhos da literatura). Ainda assim, de uma forma geral, curvas I-V obtidas experimentalmente são as mais indicadas para o processo de estimação de parâmetros e validação de modelos, como é apresentado neste trabalho.

3.5 Estimação a partir de Curvas Experimentais

Com relação ao uso de curvas experimentais, foi usado um conjunto de dados da NREL (*National Renewable Energy Laboratory*) que está disponível publicamente (MARION *et al.*,), representando três climas diversos e inclui dados para todas as tecnologias de módulos fotovoltaicos de placa plana disponíveis em 2010. Este conjunto de dados contém mais de um milhão de curvas I-V e vem sendo usado para validar e desenvolver modelos que estimam o desempenho de módulos fotovoltaicos planos. Para garantir alta qualidade, os dados foram medidos com equipamentos de alta qualidade, e métodos diários de controle de qualidade e avaliação foram desenvolvidos e implementados.

3.5.1 Descrição das Estações de Medição

Para verificar a integridade das medições e dos módulos fotovoltaicos, a NREL realizou medições de desempenho em ambientes internos nas condições de teste padrão (STC) para cada módulo fotovoltaico antes e após a implantação no campo. Após a implantação, foram

realizadas medições mais extensas para fornecer dados para a determinação de parâmetros e coeficientes para uso como entradas para modelos em potencial submetidos à validação de modelos. O Laboratório de Teste Solar CFV, Albuquerque, Novo México, mediu as características de temperatura de irradiância conforme a IEC 61853 e os coeficientes de temperatura conforme a IEC 61215 e a IEC 61646.

Foram testados módulos fotovoltaicos cujas tecnologias fotovoltaicas estavam disponíveis em 2010, sendo selecionadas para este trabalho as seguintes:

- Silício monocristalino;
- Silício policristalino;
- Silício amorfo/silício cristalino ou heterojunção com camada fina intrínseca (HIT);
- Telureto de cádmio (CdTe);
- Seleneto de cobre, índio e gálio (CIGS);
- Tandem e junção tripla de silício amorfo; e
- Silício amorfo/silício microcristalino.

Os módulos fotovoltaicos testados continham tanto módulos que o NREL já havia testado anteriormente como módulos novos, adquiridos especificamente para este trabalho. Durante os períodos de medição, alguns módulos fotovoltaicos se degradaram mais do que outros, e isso deve ser considerado ao usar os dados para validações de modelo.

As medições foram realizadas em Cocoa, na Flórida, Eugene, em Oregon e Golden, no Colorado. Na Figura 42 são mostradas as instalações físicas das estações de medição, enquanto que na Tabela 7 são mostradas as especificações dos principais equipamentos utilizados.

Tabela 7 – Sensores e equipamentos usados na obtenção das curvas experimentais.

Equipamento	Especificação
Irradiância (plano do arrajo)	Piranometro Kipp & Zonen CMP 22
Temperatura (superfície traseira)	Termopar CO1-T, Modelo Omega
Data Logger	Campbell Scientific, Inc. Model CR1000.
Traçador de curvas I-V	Daystar MT5 Multi-Tracer

Fonte: (MARION *et al.*,).

3.5.2 Considerações sobre o Sensor de Irradiância

Uma importante ressalva a ser feita em relação ao resultados obtidos neste trabalho é que todos os parâmetros estimados têm como base curvas I-V cuja irradiância foi obtida através de um piranômetro (Tabela 7). Porém, o piranômetro possui uma resposta espectral diferente

Figura 42 – Estações de medição das curvas I-V experimentais: (a) Cocoa, Flórida, (b) Eugene, Oregon e (c) Golden, Colorado.



Fonte: (MARION *et al.*,).

dos módulos fotovoltaicos. Sendo assim, ele não é capaz de estimar o valor real de irradiância que está sendo absorvido pelos módulos. Logo, o circuito equivalente obtido só vai conseguir reproduzir o painel real se o sensor de irradiância utilizado na medição das curvas I-V também for do tipo piranômetro.

O sensor de irradiância mais adequado tanto para gerar o banco de dados quanto para aplicar o modelo é a célula solar de referência (Figura 43) pois ele possui a resposta espectral próxima ao silício cristalino, sendo assim capaz de estimar os valores de irradiância com maior precisão. De modo geral, o sensor de irradiância deve ser o mesmo tanto na obtenção das curvas I-V como na aplicação do modelo.

Figura 43 – (a) Célula solar de referência de silício (b) Célula solar de referência aplicada em campo.



Fonte: (SYSTEMS, 2019).

3.5.3 Resultados Comparativos entre as Técnicas de Estimação de Parâmetros

Nesta subseção são mostrados os resultados da estimação, a partir da técnica proposta, para quatro módulos de diferentes tecnologias, cujas curvas foram obtidas em diferentes localidades escolhidas aleatoriamente. Em relação aos valores de S e T escolhidos, procurou-se usar curvas I-V os mais próximo possível da condição de STC, de modo a manter uma similaridade com outros estudos da literatura. O resumo dessas informações pode ser visto na Tabela 8. Sobre as curvas I-V usadas, todas possuem um número de pontos variando entre 170 e 200, apresentado um espaçamento não linear entre os pontos de tensão, possuem, no máximo, 5% de incerteza nos valores de I_{sc} e V_{oc} e não contém ruídos. Na Tabelas 9, estão mostrados os resultados do processo de estimação de parâmetros, enquanto que nas Figuras 44 a 47 são mostrados os resultados gráficos para a técnica com melhor desempenho.

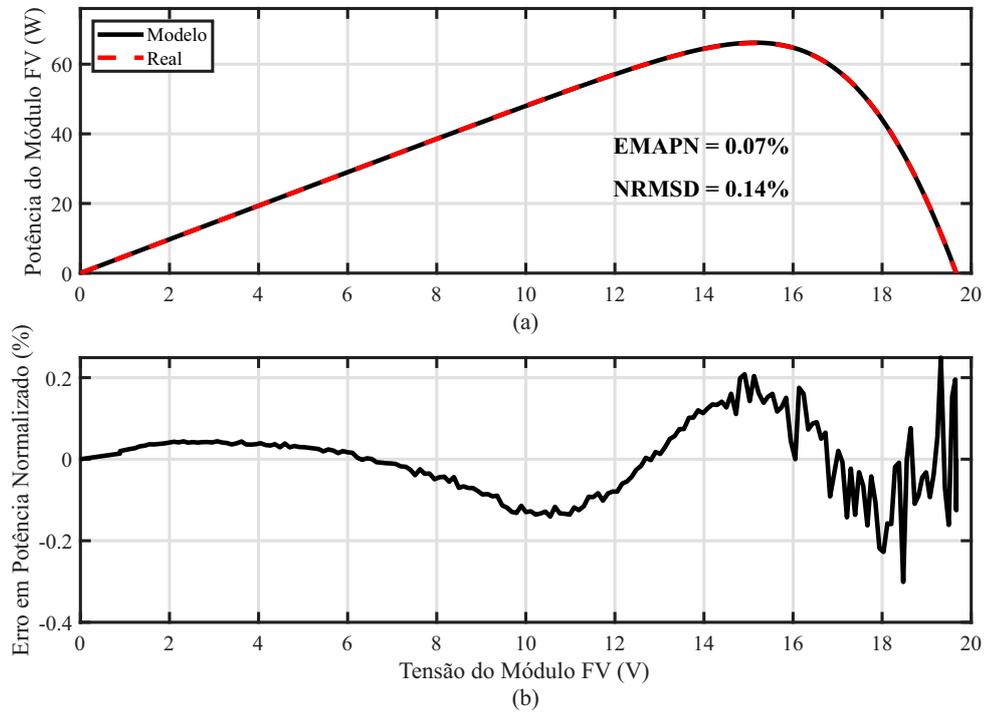
Tabela 8 – Principais informações sobre as curvas experimentais usadas.

Módulo	Tecnologia	Localidade	S (W/m ²) e T (°C)
xSi11246	silício monocristalino	Golden	964 e 57
mSi460A8	silício policristalino	Cocoa	1102 e 40
HIT05667	silício amorfo	Eugene	918 e 27
CdTe75368	telureto de cádmio	Cocoa	951 e 47

Fonte: O Autor (2019).

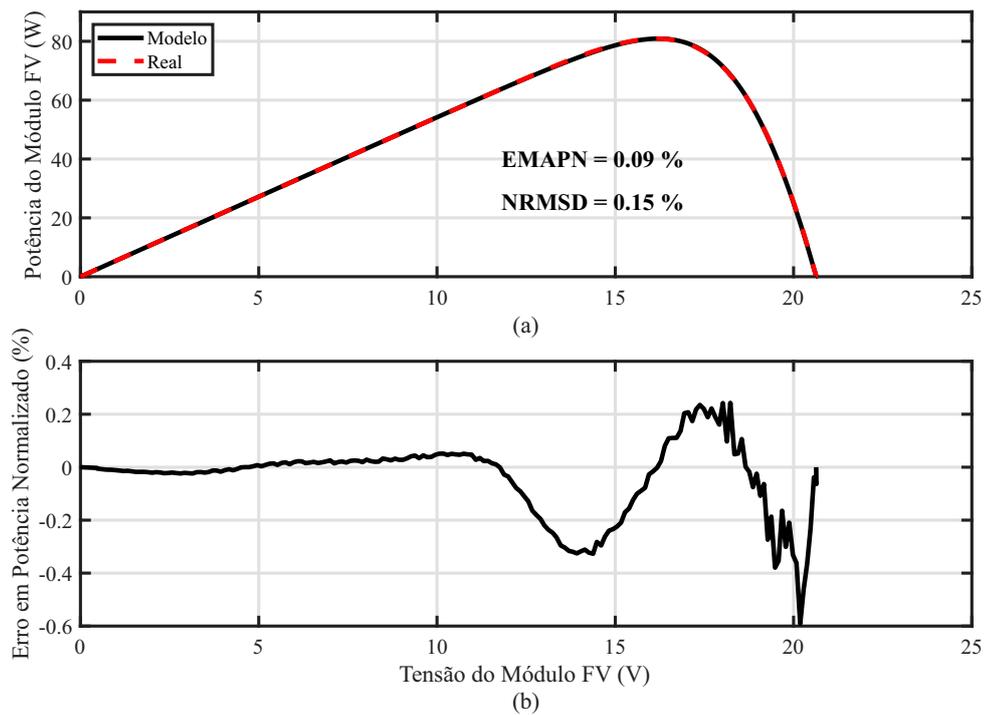
Com isso, conclui-se que, de uma forma geral, a técnica proposta obteve os melhores resultados de EMAPN e NRMSD para cada módulo fotovoltaico.

Figura 44 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo xSi11246, na condição $S = 964 \text{ W/m}^2$ e $T = 57^\circ\text{C}$.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 45 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo mSi460A8, na condição $S = 1102 \text{ W/m}^2$ e $T = 40^\circ\text{C}$.



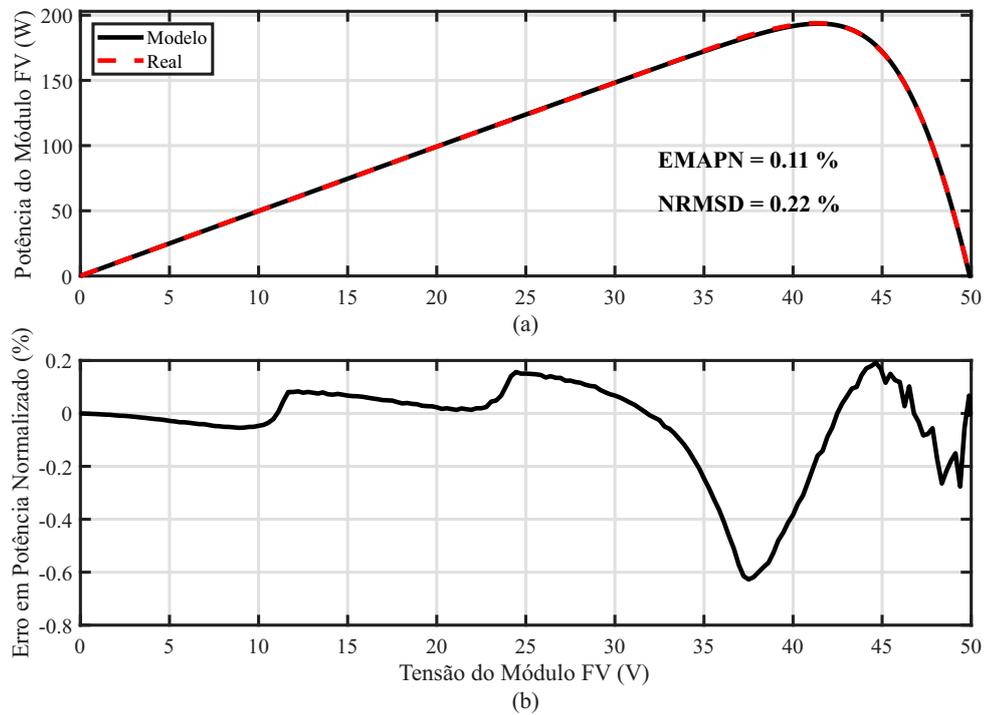
Fonte: O Autor (2019).

Tabela 9 – Comparação das técnicas de estimação para curvas experimentais - parte 1.

Técnicas*	PS-EMAP	MQNL	AlRashidi	Accarino
Módulo xSi11246				
A	1,31	1,00	1,01	1,00
R_s(mΩ)	285,13	438,35	387,97	394,5
R_p(Ω)	202,64	131,48	120,27	103,08
I_g(A)	4,87	4,86	4,89	4,85
I_{sat}(nA)	2092,25	22,95	23,56	23,56
EMAPN(%)	0,07	1,00	0,48	1,05
NRMSD(%)	0,14	1,43	0,66	1,42
Módulo mSi460A8				
A	1,28	1,00	1,00	1,00
R_s(mΩ)	243,42	352,72	322,78	322,04
R_p(Ω)	355,3	135,00	212,78	111,46
I_g(A)	5,45	5,47	5,47	5,45
I_{sat}(nA)	352,3	3,14	3,22	3,22
EMAPN(%)	0,09	0,73	0,35	0,81
NRMSD(%)	0,15	1,07	0,57	1,15
Módulo HIT05667				
A	1,17	1,45	1,02	1,02
R_s(mΩ)	427,98	226,91	518,93	537,85
R_p(Ω)	552,64	10000	421,06	404,5
I_g(A)	5,00	5,00	5,01	5,00
I_{sat}(nA)	0,58	46,50	0,02	0,02
EMAPN(%)	0,11	0,57	0,20	0,38
NRMSD(%)	0,22	0,94	0,33	0,65
Módulo CdTe75368				
A	1,86	1,91	1,10	1,09
R_s(Ω)	8,34	8,07	11,58	11,34
R_p(Ω)	1882,67	1540,01	877,92	751,23
I_g(A)	1,12	1,13	1,15	1,12
I_{sat}(nA)	813,20	1221,74	0,04	0,04
EMAPN(%)	0,23	0,17	0,87	1,83
NRMSD(%)	0,44	0,30	1,24	2,79

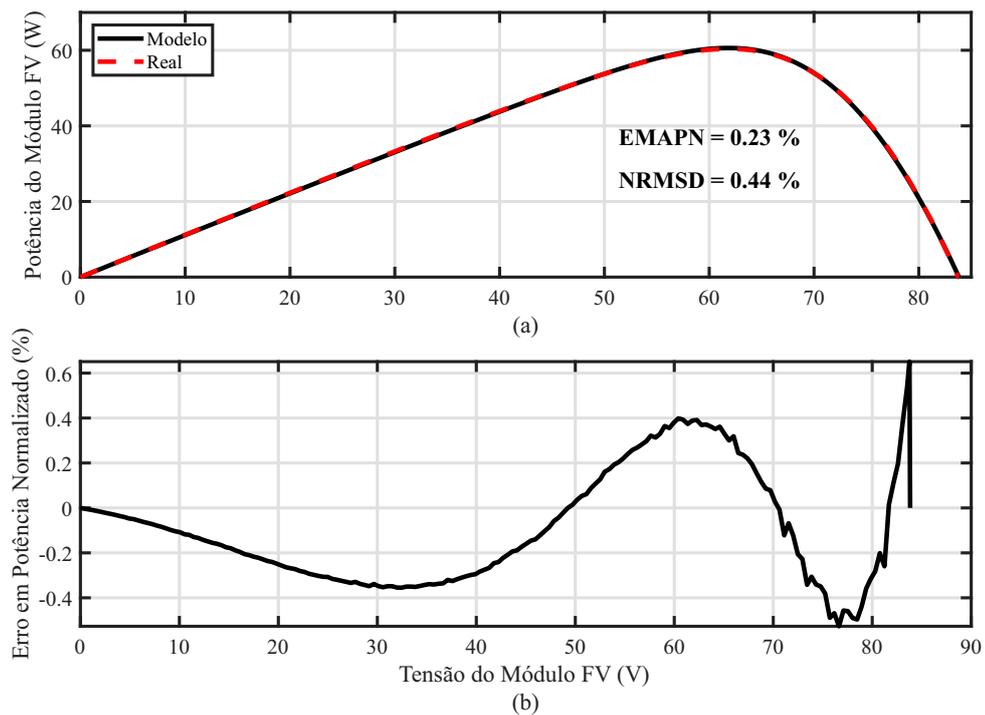
Fonte: O Autor (2019).

Figura 46 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo HIT05667, na condição $S = 918 \text{ W/m}^2$ e $T = 27^\circ\text{C}$.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 47 – Comparação entre a curva gerada a partir da técnica proposta e a curva experimental para o módulo CdTe75368, na condição $S = 951 \text{ W/m}^2$ e $T = 47^\circ\text{C}$.



Fonte: O Autor (2019).

3.6 Resumo

Neste capítulo, foi visto que as técnicas de estimação de parâmetros do modelo elétrico equivalente de módulos fotovoltaicos existentes na literatura possuem algumas limitações, dentre as quais se destaca a necessidade de terem que ser executadas a cada mudança das condições ambientais, acarretando em um novo conjunto de parâmetros a cada execução.

Por isso, primeiro foi proposta a técnica PS-EMAP, baseada no erro absoluto em potência, com o objetivo de estimar mais precisamente os parâmetros fotovoltaicos em condições ambientais específicas - objetivo este que foi concluído, como mostraram os resultados da Seção 3.5.

No entanto, mesmo apresentando baixos valores de erros e resultados bastante positivos, todas essas técnicas e as demais existentes na literatura apresentam algumas limitações importantes. São elas:

- A necessidade da técnica ter que ser executada a cada mudança das condições ambientais, acarretando em um novo conjunto de parâmetros a cada execução;
- Impossibilidade da estimação de parâmetros para condições ambientais em que nenhuma informação prévia é conhecida, como por exemplo, $S > 1000 \text{ W/m}^2$ ou $800 \text{ W/m}^2 < S < 1000 \text{ W/m}^2$ para estimação a partir de curvas de *datasheets*.

Essas limitações sugerem a necessidade de um modelo mais completo para os módulos fotovoltaicos, que seja capaz de adaptar seus parâmetros em relação a mudanças das condições ambientais. Entretanto, para isso, é necessário um estudo mais detalhado dos parâmetros que compõem o modelo tradicional de um diodo, para que seja feita uma análise do comportamento físico dos mesmos em relação a essas mudanças. E é justamente esse assunto que é tratado no capítulo seguinte.

4 PROPOSTA DE MODELO PARA MÓDULOS FOTOVOLTAICOS BASEADO NO SEU COMPORTAMENTO FÍSICO

Neste capítulo, são abordados os diversos aspectos que permeiam a estimação de parâmetros para o circuito equivalente de um módulo fotovoltaico, desta vez para várias condições ambientais, através da proposta de um modelo adaptativo. Inicialmente, é feita uma análise do comportamento físico dos parâmetros que compõem o circuito equivalente, investigando possíveis dependências em relação à irradiância e à temperatura. Em seguida, baseado na análise anterior, é proposto um conjunto de equações que formam a base do modelo proposto. Este modelo é então analisado através de um módulo fotovoltaico fictício, de modo que sejam observadas tanto a sensibilidade paramétrica quanto as diretrizes para a obtenção correta desses parâmetros. Logo em seguida, é feita uma explicação detalhada sobre a obtenção dos parâmetros desse modelo, dividindo todo o processo em etapas, para então, por fim, validar o modelo através de curvas I-V experimentais.

4.1 Expressões que Descrevem o Comportamento Físico dos Módulos Fotovoltaicos

Nesta Seção são apresentadas todas as equações de modelam o comportamento físico dos módulos fotovoltaicos, de modo a servirem como base para o modelo proposto.

4.1.1 Dependência dos parâmetros de um módulo fotovoltaico com a irradiância

Ao longo de sua operação, a eficiência das células solares é reduzida pela dissipação de energia por meio de resistências internas. A resistência R_s ocorre principalmente devido ao movimento de elétrons e o contato metal-silício da célula (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013). Por outro lado, R_p representa caminhos paralelos de alta condutividade através da célula solar. Esses caminhos paralelos são prejudiciais para o desempenho do módulo, especialmente em baixas irradiâncias (PAN, 2013).

Portanto, R_s e R_p são parâmetros importantes para o modelo PV. Manter R_s baixo é necessário, uma vez que seu crescimento causa uma redução na potência, especialmente por causa de uma redução de I_{sc} (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013). Ao contrário de R_s , R_p deve possuir um valor alto para evitar a redução da corrente na junção, reduzindo I_g e o desempenho da célula.

Conseqüentemente, é necessário uma atenção especial ao modelar esses parâmetros, verificando se há interferências de fatores externos em seus valores. Alguns autores atribuem o aumento da condutividade da camada ativa com o aumento da irradiância, como uma das razões para a diminuição de R_s . A taxa de diminuição é mais rápida para valores baixos de S , tornando-se menor para valores de S mais altos (ARORA; VERMA; BHATNAGAR, 1986), (KHAN;

BAEK; KIM, 2014). Isso implica em uma linha de tendência de potência para T constante:

$$R_s(S) = R_{s,ref1} \left(\frac{S}{S_{ref}} \right)^{\gamma_{Rs}} + R_{s,ref2}, \quad (25)$$

em que

- $R_{s,ref1}$ - Parcela de R_s que varia com a irradiância (em Ω);
- $R_{s,ref2}$ - Parcela de R_s que é contante em relação à irradiância (em Ω);
- S_{ref} - Irradiância para a condição de referência (em W/m^2);
- γ_{Rs} - Coeficiente de avariação de R_s com a irradiância, sendo $\gamma_{Rs} \leq 0$.

Esta expressão está de acordo com alguns resultados encontrados na literatura, como (CERNA; BENDA; MACHACEK, 2012), (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006) e (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013).

Por outro lado, R_p aumenta para baixos valores de irradiância. Conceitualmente, R_p está relacionado com as características construtivas da junção PN, tais como defeitos estruturais e impurezas. Estas características originam as chamadas “armadilhas”, que consistem em regiões de defeitos localizados que atuam como coletores para portadores de carga minoritários fotogerados ou agem como centros de recombinação (ABBASZADEH *et al.*, 2016), e só podem ser detectadas através do uso de uma Espectroscopia Transitória de Nível Profundo (*Deep Level Transient Spectroscopy* - DLTS) (KHAN; SINGH; HUSAIN, 2010). À medida que S aumenta, as armadilhas começam a ser preenchidas, reduzindo a corrente de fuga e aumentando o valor de R_p . Quando todas as armadilhas são preenchidas, R_p alcança seu valor máximo. Posteriormente, aumentos adicionais de S em níveis mais elevados induzem uma degradação na célula solar fotovoltaica, causando a diminuição de R_p (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013), (KHAN; BAEK; KIM, 2014), (SAH; NOYCE; SHOCKLEY, 1957). Como resultado disso, também é possível expressar esse comportamento como uma linha de tendência de potência para T constante:

$$R_p(S) = R_{p,ref} \left(\frac{S}{S_{ref}} \right)^{\gamma_{Rp}}. \quad (26)$$

em que

- $R_{p,ref}$ - Resistência paralela para a condição de referência (em Ω);
- γ_{Rp} - Coeficiente de variação de R_p com a irradiância, sendo $\gamma_{Rp} \leq 0$.

Esta expressão também está de acordo com alguns resultados encontrados na literatura, como (MERMOUD; LEJEUNE, 2010) e (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006).

Em relação à I_g , sua dependência com S já é amplamente conhecida na literatura, podendo ser expressa por

$$I_g = I_{g,ref} \frac{S}{S_{ref}}, \quad (27)$$

em que $I_{g,ref}$ é a corrente fotogerada para a condição de referência, em A.

Da mesma forma, considerando válida a aproximação feita na Subseção 2.3.1, pode-se expressar a dependência de I_{sc} com a irradiância da seguinte forma:

$$I_{sc} = I_{sc,ref} \frac{S}{S_{ref}}, \quad (28)$$

em que $I_{sc,ref}$ é a corrente fotogerada para a condição de referência, em A.

No que diz respeito a A e I_{sat} , alguns poucos autores, tais como (KHAN; BAEK; KIM, 2014), (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006) e (KHAN; SINGH; HUSAIN, 2010), sugerem que existe uma dependência desses parâmetros com a irradiância. Ainda assim, não existe um consenso sobre a forma dessa possível dependência (por exemplo, se é uma variação crescente ou decrescente com o aumento da irradiância). Por isso, de forma geral, a melhor opção é considerar que A e I_{sat} são constantes em relação a S , e que possíveis variações desses parâmetros com a irradiância já estão sendo consideradas a partir das variações de R_s e R_p , (principalmente em relação a A , já que esses dois parâmetros também influenciam o joelho da curva I-V (SILVA, 2015).

Por fim, lembrando a análise feita na Subseção 2.3.2, pode-se expressar a dependência da tensão de circuito aberto em função da irradiância de uma forma alternativa (CELIK; ACIKGOZ, 2007) (ORIOLI; GANGI,) (ARAB; CHENLO; BENGHANEM, 2004):

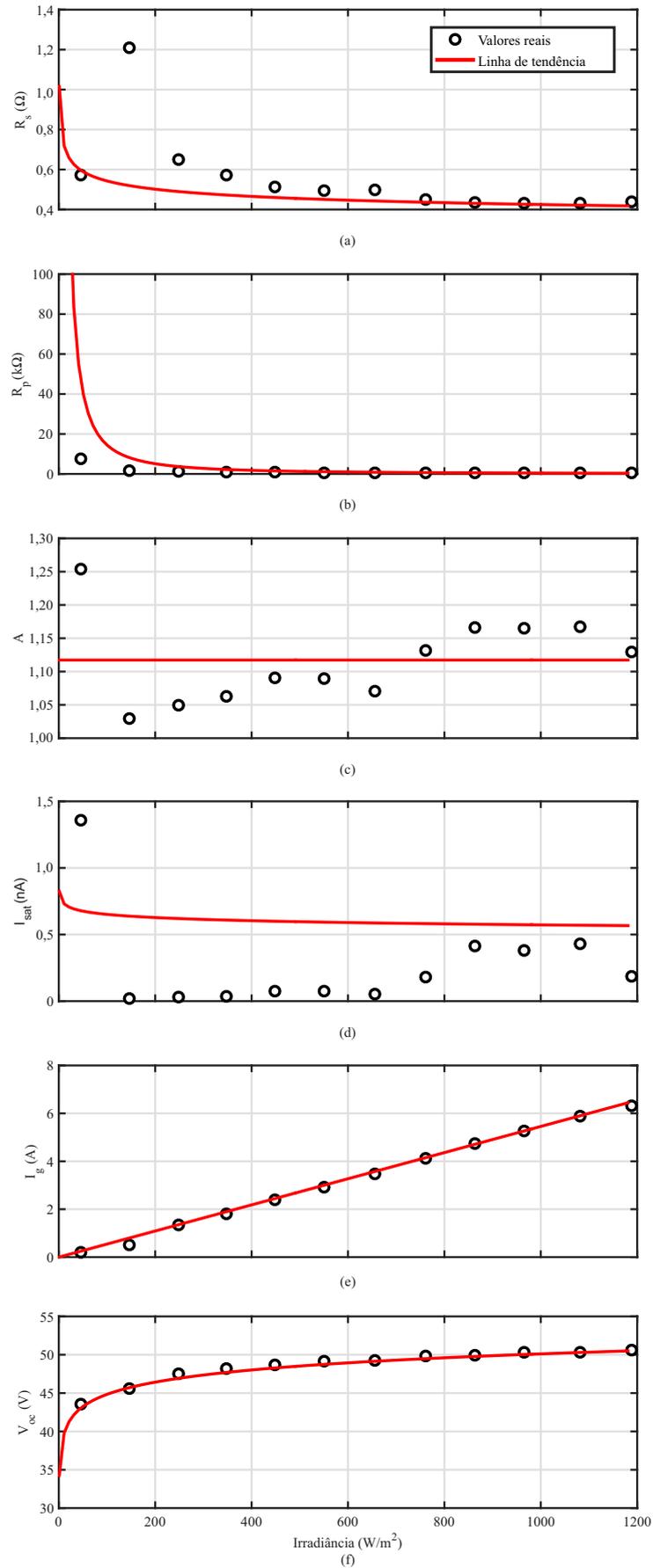
$$V_{oc} = V_{oc,ref} + \beta_S V_t \ln \left(\frac{S}{S_{ref}} \right). \quad (29)$$

em que

- $V_{oc,ref}$ - Valor da tensão de circuito aberto para a condição de referência (em V);
- β_S - Coeficiente de variação de V_{oc} com a irradiância, sendo $0 < \beta_S < 2$.

Dito isso, na Figura 48 são mostradas todas essas variações de forma gráfica, a partir das curvas experimentais do NREL. Aqui, foram escolhidas diversas curvas para irradiâncias diferentes e temperatura constante (em torno de 25°C) e, para cada uma delas, foi usada a técnica PS-EMAP para a extração dos seus parâmetros. Assim, foi possível obter os conjuntos de pontos vistos na Figura 48, que corroboram com o que foi discutido ao longo desta subseção.

Figura 48 – Variações dos parâmetros do modelo de diodo único em função da irradiância.



Fonte: O Autor (2019).

4.1.2 Dependência dos parâmetros de um módulo fotovoltaico com a temperatura

Quando a temperatura aumenta, a potência máxima das células diminui, especialmente devido à redução de V_{oc} (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013). Alguns estudos apresentados em (DING; CHENG; FU, 2005) mostram que R_s é uma resistência térmica sensível que pertence ao tipo de coeficiente de temperatura positivo. Eles indicam um crescimento exponencial, que por sua vez pode ser aproximado a uma variação linear de R_s com o aumento da temperatura (BENSALEM; CHEGAAR, 2013), (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006), (DING; CHENG; FU, 2005). Os autores em (ARORA; VERMA; BHATNAGAR, 1986) afirmam que existe um valor mínimo para R_s a uma temperatura particular, e que o aumento ou a diminuição da temperatura a partir desse ponto faz com que R_s aumente. Esse comportamento é explicado em termos das várias contribuições para a resistência em série, de modo que acima da temperatura ambiente a resistência da camada de difusão torna-se dominante e R_s aumenta com a temperatura. Por outro lado, uma das principais características dos materiais semicondutores é que o seu coeficiente de temperatura pode ser ajustado de acordo com a concentração de dopagem, podendo, inclusive, se tornar negativo (RAMAN *et al.*,). Então, embora a estrutura física de R_s da célula seja complicada, com influência de contatos de base e resistências metálicas, é possível representar R_s através de uma equação teórica que seja baseada nesses fatores e possa prever com precisão os seus valores (DING; CHENG; FU, 2005):

$$R_s(T) = R_{s,ref1} + R_{s,ref2}[1 + k_{R_s}(T - T_{ref})], \quad (30)$$

em que

- $R_{s,ref1}$ - Parcela de R_s que é constante em relação à temperatura (em Ω);
- $R_{s,ref2}$ - Parcela de R_s que varia em relação à irradiância (em Ω);
- k_{R_s} - Coeficiente de variação de R_s com a temperatura (em $\%/^{\circ}\text{C}$), podendo ser maior ou menor que zero.

Uma conclusão semelhante a esta pode ser encontrada em (BENSALEM; CHEGAAR, 2013), (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006), (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013).

Por outro lado, o efeito da temperatura em R_p é semelhante ao efeito causado pela alta irradiância. Algumas pesquisas relatam que R_p diminui monotonicamente com a temperatura (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006), (NISHIOKA *et al.*, 2003). A taxa de diminuição é mais rápida para valores de T baixos, exibindo um comportamento aproximadamente linear, especialmente para temperaturas mais altas do que a temperatura ambiente (BENSALEM; CHEGAAR, 2013), (NISHIOKA *et al.*, 2003). Isto é interpretado como uma combinação de tunelamento e captura-libertação de portadores através dos estados de defeito, que agem como centros de recombinação ou armadilhas (CUCE; CUCE; BALI, 2013). A partir desta análise, é possível expressar este comportamento como uma linha de tendência linear para S constante:

$$R_p(T) = R_{p,ref}[1 + k_{R_p}(T - T_{ref})]. \quad (31)$$

em que k_{Rp} é o coeficiente de variação de R_p com a temperatura (em $\%/^\circ\text{C}$), sendo $k_{Rp} < 0$. Resultados semelhantes a este podem ser encontrados em outros trabalhos da literatura, como em (BENSALEM; CHEGAAR, 2013), (EL-BASIT; EL-MAKSOOD; SOLIMAN, 2013) e (CUCE; CUCE; BALI, 2013).

Em relação à I_g , sua dependência com a temperatura já é amplamente conhecida na literatura, podendo ser expressas por

$$I_g = I_{g,ref}[1 + \alpha_i(T - T_{ref})], \quad (32)$$

em que α_i é o coeficiente de variação de I_g com a temperatura (em $\%/^\circ\text{C}$), sendo $\alpha_i > 0$.

Da mesma forma, considerando válida a aproximação feita na Subseção 2.3.1, pode-se expressar a dependência de I_{sc} com a temperatura da seguinte forma:

$$I_{sc} = I_{sc,ref}[1 + \alpha_i(T - T_{ref})]. \quad (33)$$

No que diz respeito a I_{sat} , sua dependência com a temperatura também já é amplamente conhecida na literatura, podendo ser representada por (BÜHLER, 2007)

$$I_{sat}(T) = BT^3 e^{\left(\frac{-E_g(T)}{kT}\right)} \quad (34)$$

em que T é a temperatura (em K), k é a constante de Boltzmann, E_g é a energia do *gap* relativa a temperatura T , B é uma constante independente da temperatura e $I_{sat}(T)$ é a corrente de saturação reversa em função da temperatura.

Em relação a A , alguns autores, tais como (KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2006) e (XIAO; DUNFORD; CAPEL, 2004), sugerem que existe uma relação decrescente e linear do fator de idealidade com a temperatura, mas com nenhuma explicação física. Por essa razão, assim como foi feito em relação à irradiância, a melhor opção aqui também é considerar que A é constante em relação à T , e que possíveis variações desses parâmetros com a irradiância já estão sendo consideradas a partir das variações de R_s e R_p .

Por fim, de modo similar a I_{sc} , também pode-se expressar a tensão de circuito aberto em função da temperatura:

$$V_{oc} = V_{oc,ref} + \beta_T(T - T_{ref}). \quad (35)$$

Dito isso, na Figura 49 são mostradas todas essas variações relativas à temperatura de forma gráfica, a partir das curvas experimentais do NREL, assim como foi feito no caso da irradiância. Desta vez, foram escolhidas diversas curvas para temperaturas diferentes e irradiância constante (em torno de 1000 W/m^2) e, para cada uma delas, foi usada a técnica PS-EMAP para a extração dos seus parâmetros. Aqui cabe uma ressalva em relação à escassez de curvas com irradiância constante e temperatura variando, visto que a temperatura dificilmente sofre variações bruscas em um curto intervalo de tempo. Essa escassez dificulta a possibilidade de se encontrar uma tendência para alguns parâmetros, como pode ser visto na Figura 49.

4.2 O Modelo Global Não-Linear

Com base nos estudos da seção anterior, é possível formular um modelo matemático capaz de prever o comportamento físico de um módulo fotovoltaico (SILVA *et al.*,). As equações que descrevem este modelo são dadas por:

$$R_s = R_{s,ref2}[1 + k_{Rs}(T - T_{ref})] + R_{s,ref1} \left(\frac{S}{S_{ref}} \right)^{\gamma_{Rs}} \quad (36)$$

$$R_p = R_{p,ref}[1 + k_{Rp}(T - T_{ref})] \left(\frac{S}{S_{ref}} \right)^{\gamma_{Rp}} \quad (37)$$

$$A = A_{ref} \quad (38)$$

$$I_{sc} = [I_{sc,ref} + \alpha_i(T - T_{ref})] \left(\frac{S}{S_{ref}} \right) \quad (39)$$

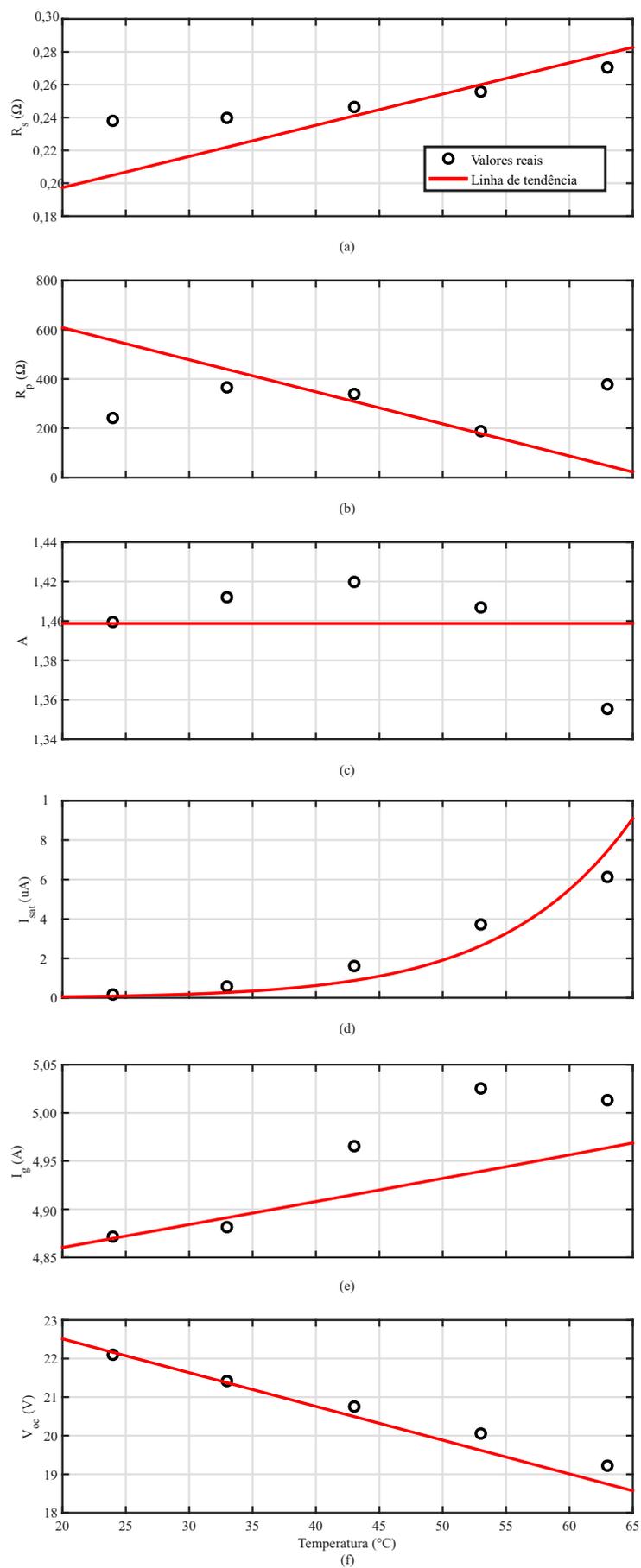
$$V_{oc} = V_{oc,ref} + \beta_T(T - T_{ref}) + \beta_S V_t \ln \left(\frac{S}{S_{ref}} \right) \quad (40)$$

$$I_g = I_{sc} \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) \quad (41)$$

$$I_{sat} = \frac{I_g - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\frac{V_{oc}}{V_t}} - 1} \quad (42)$$

As equações (36) e (37) incluem os efeitos da irradiância e da temperatura simultaneamente em R_s e R_p . Piazza e Vitale (PIAZZA; VITALE, 2002) também consideraram as duas influências simultaneamente, mas eles usaram expressões puramente matemáticas e sem fundamento físico. Portanto, o Modelo Global Não-Linear (MGNL) proposto é o primeiro modelo a integrar as equações de extrapolação dos parâmetros (como função de irradiância e temperatura) no algoritmo de otimização para utilizar múltiplas curvas I-V como dados de entrada no processo de estimação de parâmetros. O MGNL inclui ainda as equações (39) e (40), vistas anteriormente, para gerar os parâmetros do modelo elétrico para qualquer condição de S e T. Já a equação (41) é obtida a partir de (7) na condição curto-circuito e representa outra maneira de expressar a dependência de I_g com S e T. Por fim, (42) é obtido de a partir de (7) na condição circuito aberto, e também representa outra maneira de expressar a dependência de I_{sat} com T.

Figura 49 – Variações dos parâmetros do modelo de diodo único em função da temperatura.



Fonte: O Autor (2019).

Embora o modelo completo seja descrito por quinze parâmetros, apenas onze são efetivamente estimados. Estes parâmetros ($R_{s,ref1}$, $R_{s,ref2}$, k_{Rs} , γ_{Rs} , $R_{p,ref}$, k_{Rp} , γ_{Rp} , A_{ref} , α_i , β_S e β_T) correspondem às características físicas intrínsecas (forma de fabricação e qualidade dos materiais) do módulo fotovoltaico. Dos quatro parâmetros restantes, dois ($I_{sc,ref}$ e $V_{oc,ref}$) são definidos no momento em que é escolhida uma curva I-V de referência, enquanto que os outros dois (I_g e I_{sat}) são calculados como consequência dos outros parâmetros mencionados e correspondem apenas à condição operacional do módulo fotovoltaico, ou seja, um módulo fotovoltaico apresenta valores diferentes de I_g e I_{sat} de acordo com as condições ambientais. Então, uma vez que são usadas N curvas representando diferentes valores de irradiância e temperatura, um único valor para I_g e I_{sat} não é viável para representar o módulo. Portanto, o algoritmo estima apenas onze parâmetros e $I_{sc,ref}$, $V_{oc,ref}$, I_g e I_{sat} tornam-se parâmetros auxiliares para completar o modelo.

Portanto, com um conjunto de curvas experimentais (ou de *datasheet*) que englobam os intervalos relevantes de S e T (exigindo o uso de sensores ou técnicas de estimação para obter esses parâmetros ambientais), é possível executar um processo de estimação de parâmetros para o MGNL. Após o processo de estimação dos parâmetros, o MGNL resultante reproduzirá, de forma bastante aproximada, o comportamento físico do módulo, adaptando suas curvas I-V e P-V de acordo com variações de S e T (SILVA *et al.*,).

No Apêndice B, é apresentado um estudo de verificação da sensibilidade paramétrica dos parâmetros que compoem o MGNL, de modo a definir os limites físicos dos mesmos, assim como definir as diretrizes referentes ao processo de estimação de parâmetros envolvendo várias curvas I-V.

4.3 Processo de Estimação dos Parâmetros do MGNL

Esta seção tem o objetivo de destrinchar todas as etapas que o compõe o processo de estimação dos parâmetros do MGNL. De um modo geral, o proceso de estimação completo pode ser dividido em três etapas, de acordo com o que está mostrado na Figura 50. Já o script da implementação deste processo em Matlab está apresentado no Apêndice D.

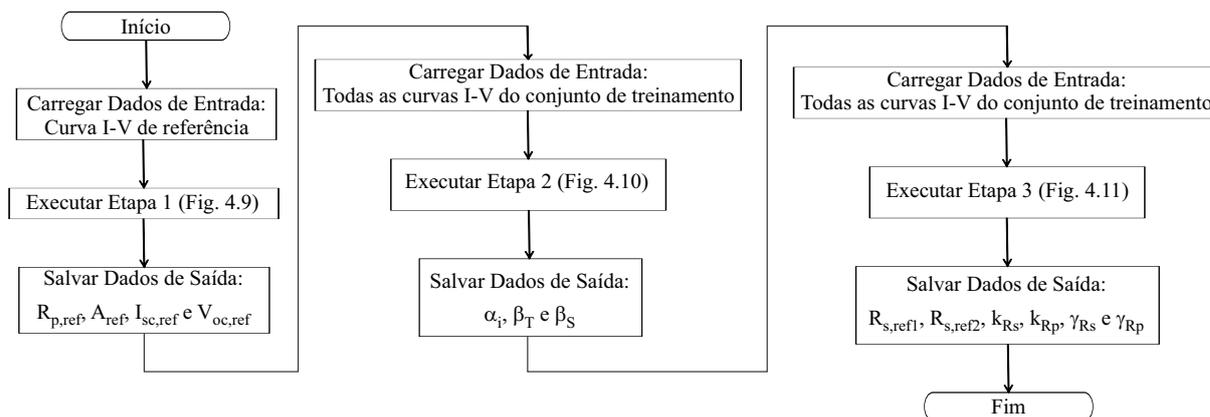
A seguir, cada uma das etapas do processo é detalhada.

4.3.1 Etapa 1 - Determinação dos parâmetros relativos à condição ambiental de referência

Nesta etapa, são obtidos os parâmetros de referência do MGNL. Para isso, é usado como entrada uma curva I-V que é escolhida como referência (esta curva pode, por exemplo, representar as condições médias de irradiância e temperatura do conjunto de treinamento). O processo de estimação desta etapa é praticamente idêntico ao apresentado na Seção 3.1.5, com exceção do valor de I_g , que não está mais incluído no vetor estimado; agora ele é definido por

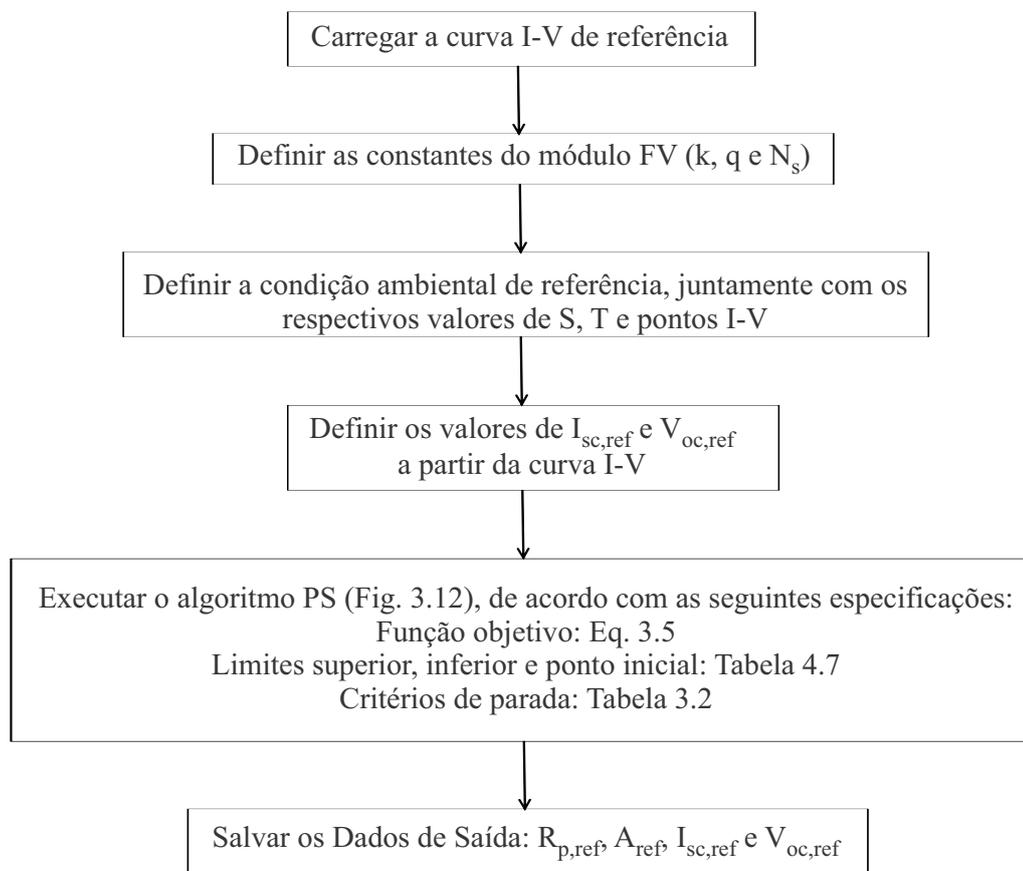
(41). A razão pela qual a técnica PS-EMAP ter sido escolhida, em detrimento à técnica VT, ficará claro na etapa 3. O fluxograma desta etapa é mostrado na Figura 51. Já na Tabela 10, são mostrados os valores iniciais dos limites superior e inferior de todos os parâmetros necessários para a implementação do MGNL.

Figura 50 – Fluxograma do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 51 – Fluxograma da etapa 1 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.



Fonte: O Autor (2019).

Tabela 10 – Parâmetros necessários para implementação do MGNL.

Parâmetro	LB	UB	X₀
$R_{s,ref1}$	0	$R_{s,ref}$	$(UB + LB)/2$
$R_{s,ref2}$	0	$R_{s,ref}$	$(UB + LB)/2$
$R_{p,ref}$	50	1000	R_{p0}
A_{ref}	1	2	A_0
α_i	10^{-4}	10^{-2}	valor dado no <i>datasheet</i>
β_T	-1	-10^{-3}	valor dado no <i>datasheet</i>
β_S	0	2	1
γ_{Rs}	$\gamma_{Rs,min}$	0	$(UB + LB)/2$
γ_{Rp}	$\gamma_{Rp,min}$	0	$(UB + LB)/2$
k_{Rs}	$-k_{Rs,max}$	$k_{Rs,max}$	$(UB + LB)/2$
k_{Rp}	$k_{Rp,min}$	0	$(UB + LB)/2$
$\frac{I_{sc,ref}}{V_{oc,ref}}$	Determinados a partir da curva de referência		
$\frac{I_g}{I_{sat}}$	Determinados a partir dos demais parâmetros		

Fonte: O Autor (2019).

4.3.2 Etapa 2 - Determinação dos parâmetros relativos a I_{sc} e V_{oc}

Nesta etapa, são obtidos os parâmetros necessários para que o modelo seja capaz de extrapolar os valores de I_{sc} e V_{oc} para quaisquer condições ambientais. Para isso, são usados como dados de entrada as curvas I-V do conjunto de treinamento, das quais é possível obter seus respectivos valores de I_{sc} e V_{oc} .

Estando de posse desses valores, aplica-se o algoritmo PS para estimar os valores dos parâmetros de interesse. Este procedimento é descrito a seguir:

1. Primeiro, é escolhido um conjunto de curvas I-V (ou P-V), cobrindo uma boa variação de irradiação e temperatura (conjunto de treinamento).
2. A seguir, o algoritmo PS (Figura 36) é aplicado para estimar o valor de α_i usando as seguinte expressão como função objetivo:

$$erro_{I_{sc}} = |I_{sc,calc} - I_{sc,real}|, \quad (43)$$

em que o valor de $I_{sc,calc}$ é obtido através de (39) :

$$I_{sc} = [I_{sc,ref} + \alpha_i(T - T_{ref})] \left(\frac{S}{S_{ref}} \right); \quad (44)$$

$$(45)$$

3. Os vetores UB, LB e X_0 para este processo de estimação seguem o formato $[\alpha_i]$ e são definidos como:

- $LB_{I_{sc}} = [1 \times 10^{-4}]$;
- $UB_{I_{sc}} = [1 \times 10^{-2}]$;
- $X_{0,I_{sc}} = [\text{valor dado pelos datasheets}]$.

4. A seguir, o algoritmo PS é aplicado novamente, desta vez para estimar os valores de β_S e β_T usando a seguinte expressão como função objetivo:

$$erro_{V_{oc}} = |V_{oc,calc} - V_{oc,real}|, \quad (46)$$

em que o valor de $V_{oc,calc}$ é obtido através de (40) :

$$V_{oc} = V_{oc,ref} + \beta_T(T - T_{ref}) + \beta_S V_t \ln \left(\frac{S}{S_{ref}} \right) \quad (47)$$

$$(48)$$

5. Os vetores UB, LB e X_0 para este processo de estimação seguem o formato $[\beta_T; \beta_S]$ e são definidos como:

- $LB_{V_{oc}} = [-1; 0]$,
- $UB_{V_{oc}} = [-1 \times 10^{-3}; 2]$,
- $X_{0,V_{oc}} = [\text{valor dado pelos datasheets}; 1]$.

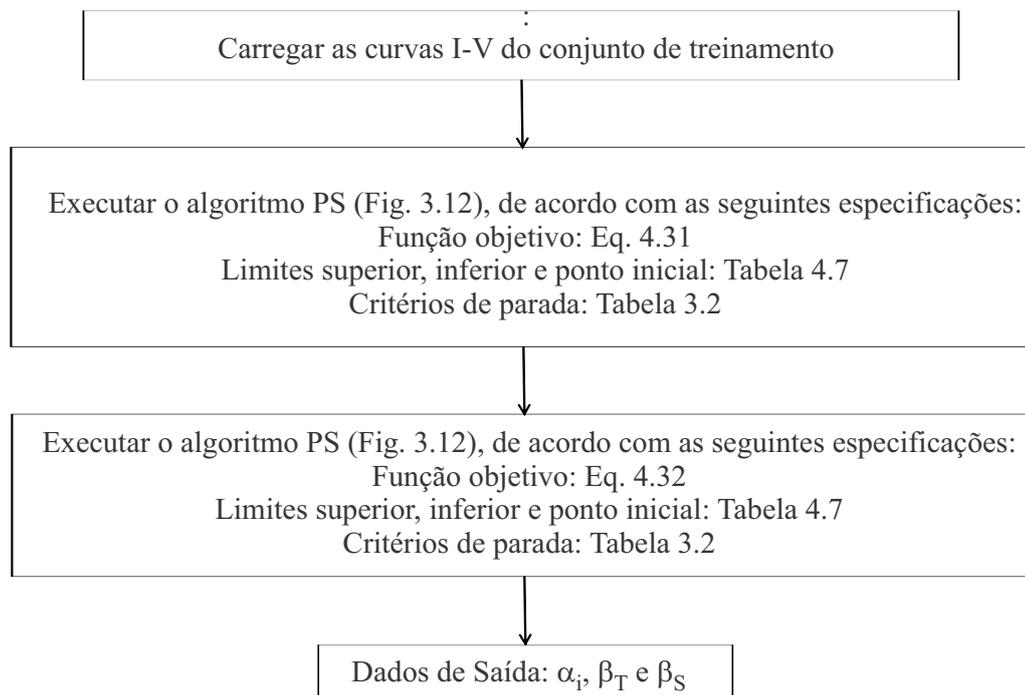
6. Os critérios de parada utilizados no algoritmo PS, tanto na primeira quanto na segunda vez, foram:

- Número máximo de iterações: 1000,
- Número máximo de avaliações da função objetivo: 10000,
- Tolerâncias do tamanho da malha, do vetor X e do valor da função objetivo: 2.22×10^{-16} .

O fluxograma desta etapa pode ser visto na Figura 52.

Logo, a partir de (39) e (40), é possível estimar os valores de I_{sc} e V_{oc} para qualquer condição ambiental, de modo que eles possam ser aplicados em (36) - (42). Na Tabela 11, estão mostrados os erros obtidos a partir dos valores de I_{sc} e V_{oc} obtidos através de (39) e (40) e os valores reais I_{sc} e V_{oc} , para os quatro módulos estudados neste trabalho. Para as curvas de datasheets, os valores adotados como referência foram 1000 W/m^2 e 25°C . Já para as curvas experimentais, os valores adotados como referência foram 925 W/m^2 e $54,5^\circ\text{C}$ para o módulo GBR255, e 982 W/m^2 e 33°C para o módulo KS20T.

Figura 52 – Fluxograma da etapa 2 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.



Fonte: O Autor (2019).

Como pode ser visto nestes resultados, os erros encontrados são da ordem de algumas centenas de mV e mA, que podem estar relacionados com uma leve imprecisão das curvas experimentais nos pontos extremos das curvas I-V, devido à limitações nas bancadas experimentais. Mesmos assim, os erros se mantiveram baixos, comprovando mais uma vez a eficácia do estimador.

4.3.3 Etapa 3 - Determinação dos demais parâmetros do MGNL

Nesta etapa, são obtidos os parâmetros restantes que compõem o MGNL. Para isso, mais uma vez são usados como dados de entrada as curvas I-V do conjunto de treinamento.

Aqui, uma nova função objetivo deve ser definida, na qual o erro médio em potência de várias curvas pode ser obtido:

$$EMAP_{med} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{curva}} EMAP_i}{N_{curva}} \quad (49)$$

em que $EMAP_i$ é o erro individual de cada curva e N_{curva} é o número de curvas,

Em suma, nesta etapa é feita uma busca simultânea em seis parâmetros, a fim de minimizar a função objetivo é por essa razão que a técnica VT se torna inviável neste ponto, pois se ela fosse usada, exigiria um esforço computacional enorme, se comparado com o algoritmo PS. O processo de estimação desta etapa, via otimização por PS, é descrito por:

1. Os valores obtidos na etapa 1 são carregados;

Tabela 11 – Validação da estimação de V_{oc} e I_{sc} usando a técnica pattern search

Módulo xSi11246							
S W/m ²	T (°C)	V _{oc,real} (V)	V _{oc,est} (V)	erroV _{oc} (V)	I _{sc,real} (A)	I _{sc,est} (A)	erroI _{sc} (A)
1122	58	19,69	19,67	0,02	5,67	5,65	0,02
964	57	19,67	19,57	0,10	4,85	4,85	0,00
754	51	19,80	19,80	0,00	3,78	3,78	0,00
595	46	19,92	19,96	0,04	2,95	2,97	0,02
392	43	19,69	19,73	0,04	1,96	1,96	0,00
283	42	19,44	19,43	0,01	1,43	1,41	0,02
$\alpha_i = 2,36$ mA/K; $\beta_T = -0,09$ V/K; $\beta_S = 0,91$							
Módulo mSi460A8							
1270	36	21,07	21,06	0,00	6,36	6,35	0,00
1102	40	20,63	20,68	0,05	5,45	5,53	0,08
828	35	20,66	20,68	0,02	4,13	4,14	0,01
687	37	20,37	20,37	0,00	3,44	3,44	0,00
491	33	20,28	20,26	0,02	2,44	2,45	0,01
277	29	19,88	19,93	0,05	1,38	1,38	0,00
$\alpha_i = 2,64$ mA/K; $\beta_T = -0,06$ V/K; $\beta_S = 0,84$							
Módulo HIT05667							
1121	24	50,88	50,88	0,00	6,14	6,11	0,03
918	27	49,92	49,92	0,00	5,00	5,00	0,00
653	19	50,39	50,51	0,13	3,58	3,56	0,02
330	16	49,78	49,52	0,26	1,82	1,80	0,02
247	12	49,60	49,60	0,01	1,36	1,35	0,01
41	9	46,27	46,26	0,02	0,22	0,22	0,00
$\alpha_i = 0,1$ mA/K; $\beta_T = -0,17$ V/K; $\beta_S = 1,05$							
Módulo CdTe75368							
1310	42	86,24	86,23	0,01	1,55	1,55	0,01
1106	40	85,25	86,12	0,27	1,31	1,31	0,00
951	47	83,83	83,83	0,00	1,12	1,12	0,00
715	44	83,71	83,55	0,16	0,84	0,84	0,01
565	33	85,71	83,51	0,19	0,67	0,67	0,00
356	36	83,06	83,12	0,06	0,43	0,42	0,01
$\alpha_i = 0,1$ mA/K; $\beta_T = -0,25$ V/K; $\beta_S = 0,57$							

Fonte: O Autor (2019).

2. Os valores obtidos na etapa 2 são carregados;
3. Então o algoritmo PS é aplicado mais uma vez, para todas as curvas disponíveis (curvas de referência e de treinamento) e sob novos limites inferiores e superiores, calculados através do procedimento descrito no Apêndice B, onde (49) é usado como a função objetivo e (36) - (42) são usados para formar o modelo. Os valores encontrados anteriormente para $R_{p,ref}$ e A_{ref} correspondem ao ponto de partida do MGNL. O valor encontrado para $R_{s,ref}$ é dividido por dois para ser usado como ponto de partida de $R_{s,ref1}$ e $R_{s,ref2}$. Os vetores UB, LB e X_0 para este processo de estimação seguem o formato $[\gamma_{Rs}, \gamma_{Rp}, k_{Rs}, k_{Rp}, R_{s,ref1}, R_{s,ref2}]$ e são definidos como:

- $LB_{MGNL} = [\gamma_{Rs,min}; \gamma_{Rp,min}; -k_{Rs,max}; k_{Rp,min}; 0; 0]$,
- $UB_{MGNL} = [0; 0; k_{Rs,max}; 0; R_{s,ref}; R_{s,ref}]$,
- $X_{0,MGNL} = (UB+LB)/2$.

Além disso, a restrição de igualdade:

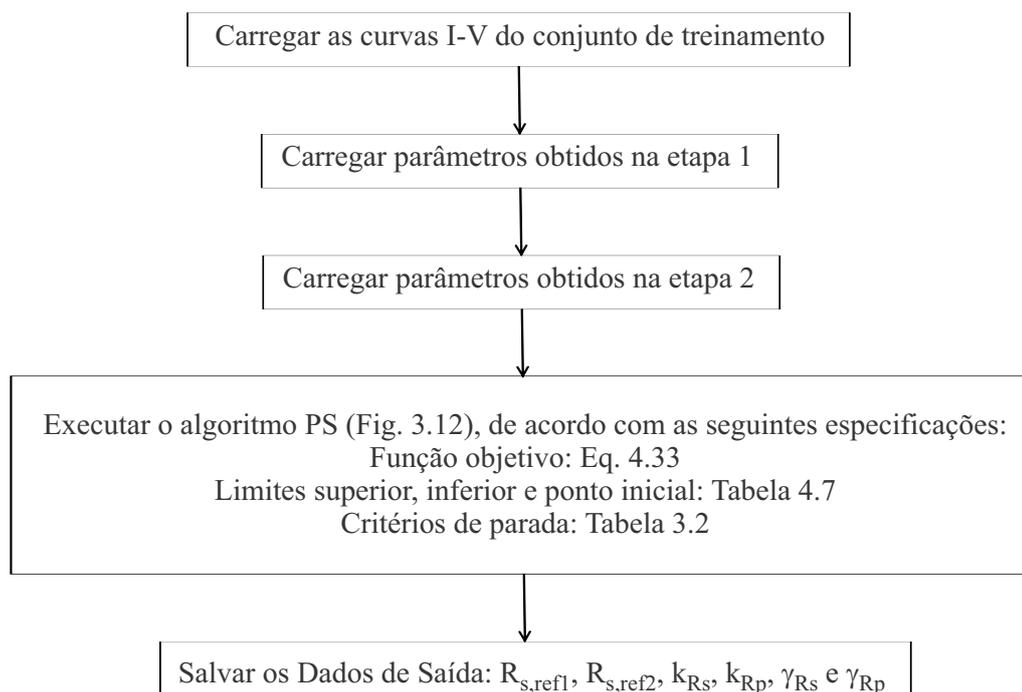
$$R_{s,ref1} + R_{s,ref2} = R_{s,ref}, \quad (50)$$

é empregada para assegurar consistência nos valores obtidos no passo anterior;

4. Os critérios de parada utilizados no algoritmo PS foram:
- Número máximo de iterações: 1000,
 - Número máximo de avaliações da função objetivo: 10000,
 - Tolerâncias do tamanho da malha, do vetor X e do valor da função objetivo: 2.22×10^{-16} .

O fluxograma do desta etapa pode ser visto na Figura 53.

Figura 53 – Fluxograma da etapa 3 do processo de estimação dos parâmetros do MGNL.



Fonte: O Autor (2019).

4.4 Validação do MGNL

Como forma de validação do MGNL, foram feitas três análises:

1. Na primeira, um conjunto de treinamento é escolhido para produzir o MGNL, para que, em seguida, as curvas I-V produzidas por ele, sob as mesmas condições ambientais, possam ser comparadas com as curvas I-V originais;
2. Em um segundo momento, são selecionadas curvas I-V diferentes das usadas no conjunto de treinamento, para que possam ser comparadas com as curvas I-V produzidas pelo MGNL, produzido no item anterior, sob as mesmas condições ambientais;
3. Por fim, são selecionados alguns perfis diários de potência máxima juntamente com seus respectivos perfis de irradiância e temperatura. Em seguida, estes dois últimos são usados como dados de entrada para o MGNL produzido no item 1, produzindo uma estimação do perfil diário de potência máxima, que é então comparado com o perfil original.

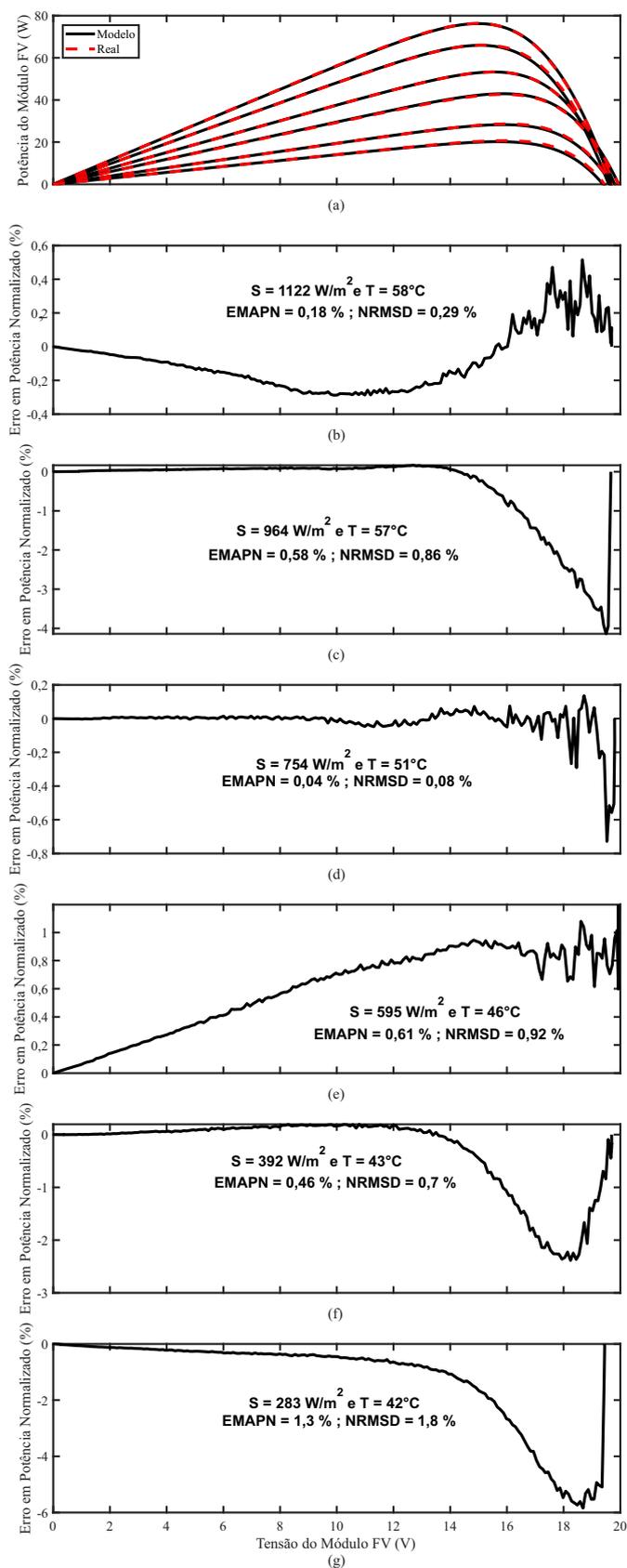
Sendo assim, a seguir são mostrados estes resultados para quatro módulos de diferentes tecnologias cujas curvas foram obtidas em diferentes localidades escolhidas aleatoriamente, assim como foi feito no capítulo anterior. Para selecionar as curvas I-V do conjunto de treinamento, foram separadas as curvas I-V de um dia e em seguida classificadas em função da sua potência máxima. De posse dos valores de potência máxima e mínima do dia, procurou-se selecionar curvas I-V que estivessem igualmente espaçadas entre esses dois valores. Com isso, as curvas do conjunto de treinamento conseguem abranger uma boa variação tanto de irradiância como de

temperatura. Em relação à escolha dos valores de S_{ref} e T_{ref} , procurou-se usar, aproximadamente, valores médios daqueles contidos no conjunto de treinamento.

4.4.1 Validação através do conjunto de treinamento

Na Tabela 12 são mostrados os conjuntos de parâmetros estimados pelo MGNL para as condições ambientais do conjunto de treinamento para os quatro módulos analisados, enquanto que nas Figuras 54, 55, 56 e 57 são mostrados os respectivos resultados gráficos. As linhas destacadas representam as curvas de referência.

Figura 54 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo xSi11246 para diferentes irradiâncias e temperaturas.



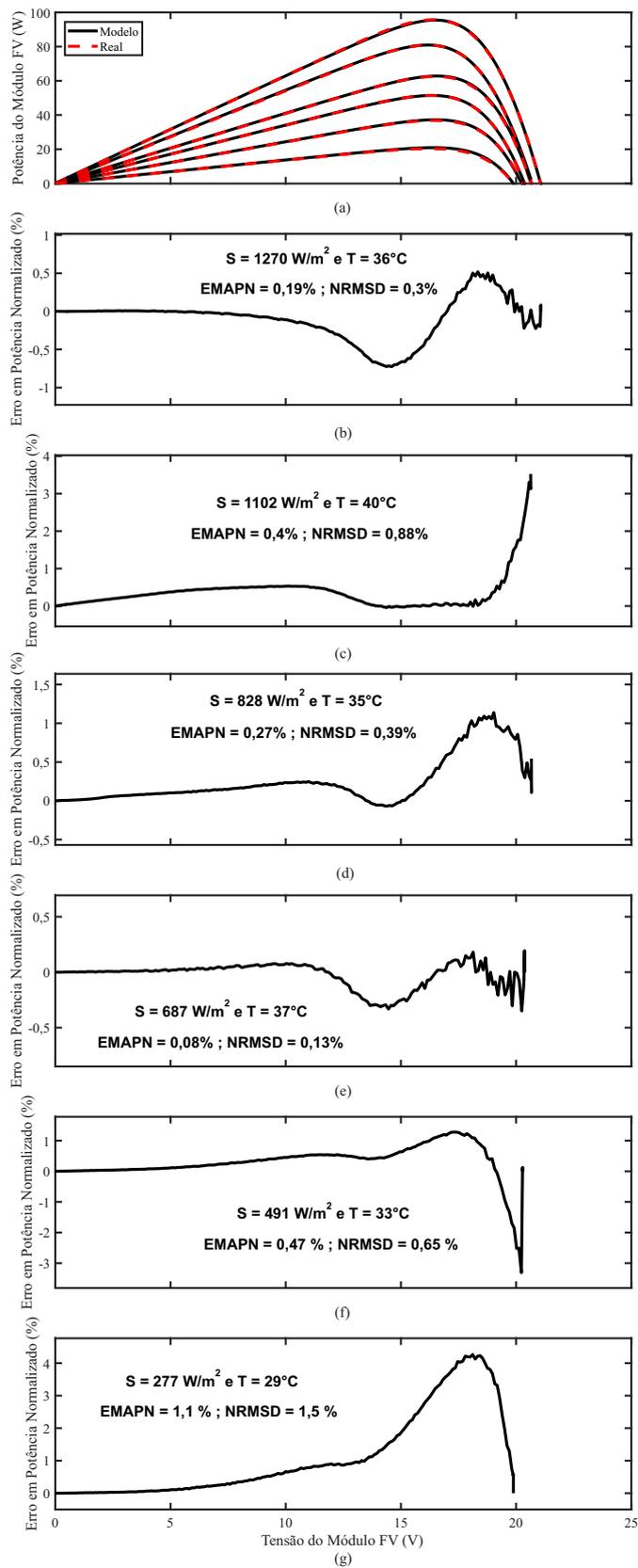
Fonte: O Autor (2019).

Tabela 12 – Parâmetros estimados pelo MGNL, a partir das curvas experimentais

Módulo xSi11246								
S (W/m ²)	T (°C)	R _s (Ω)	R _p (Ω)	A	I _g (A)	I _{sat} (μA)	EMAPN (%)	NRMSD (%)
1122	58	0,27	332,34	1,37	3,78	2,42	0,17	0,28
964	57	0,27	389,76	1,37	3,25	2,15	0,59	0,86
754	51	0,26	504,47	1,37	2,53	1,08	0,04	0,08
595	46	0,25	646,89	1,37	1,99	0,60	0,55	0,85
392	43	0,24	1002,59	1,37	1,31	0,41	0,46	0,72
283	42	0,24	1411,56	1,37	0,94	0,35	1,28	1,83
$\gamma_{R_s} = 0,00$; $\gamma_{R_p} = -1,05$; $k_{R_s} = 1,48$ %/°C; $k_{R_p} = 0,00$ %/°C								
EMAPN _{med} = 0,52 % ; NRMSD _{med} = 0,78 %								
Módulo mSi460A8								
S (W/m ²)	T (°C)	R _s (Ω)	R _p (Ω)	A	I _g (A)	I _{sat} (μA)	EMAPN (%)	NRMSD (%)
1270	36	0,23	170,39	1,29	6,37	0,25	0,19	0,30
1102	40	0,26	143,90	1,29	5,54	0,36	0,40	0,88
828	35	0,23	320,69	1,29	4,14	0,21	0,27	0,39
687	37	0,24	352,62	1,29	3,44	0,25	0,08	0,13
491	33	0,21	724,27	1,29	2,45	0,16	0,47	0,65
277	29	0,19	1907,20	1,29	1,38	0,09	1,11	1,52
$\gamma_{R_s} = 0,00$; $\gamma_{R_p} = -1,31$; $k_{R_s} = -8,07$ %/°C; $k_{R_p} = 5,49$ %/°C								
EMAPN _{med} = 0,42 % ; NRMSD _{med} = 0,65 %								
Módulo HIT05667								
S (W/m ²)	T (°C)	R _s (Ω)	R _p (kΩ)	A	I _g (A)	I _{sat} (nA)	EMAPN (%)	NRMSD (%)
1121	24	0,42	0,48	1,17	6,11	0,39	0,26	0,49
918	27	0,43	0,52	1,17	5,00	0,62	0,12	0,22
653	19	0,44	1,43	1,17	3,56	0,18	0,62	1,01
330	16	0,48	4,56	1,17	1,80	0,11	0,85	1,81
247	12	0,49	8,24	1,17	1,34	0,06	0,14	0,42
41	9	0,60	135,08	1,17	0,22	0,04	1,31	1,93
$\gamma_{R_s} = -0,19$; $\gamma_{R_p} = -1,50$; $k_{R_s} = 0,00$ %/°C; $k_{R_p} = -8,00$ %/°C								
EMAPN _{med} = 0,55 % ; NRMSD _{med} = 0,98 %								
Módulo CdTe75368								
S (W/m ²)	T (°C)	R _s (Ω)	R _p (kΩ)	A	I _g (A)	I _{sat} (μA)	EMAPN (%)	NRMSD (%)
1310	42	7,61	1,54	2,00	1,55	1,70	0,28	0,52
1106	40	7,61	1,82	2,00	1,31	1,34	0,51	0,61
951	47	7,69	1,79	2,00	1,12	2,21	0,08	0,22
715	44	7,69	2,39	2,00	0,84	1,53	0,43	0,61
565	33	7,62	3,49	2,00	0,67	0,55	0,28	0,45
356	36	7,70	4,79	2,00	0,42	0,58	0,62	1,24
$\gamma_{R_s} = -0,03$; $\gamma_{R_p} = -0,79$; $k_{R_s} = 0,25$ %/°C; $k_{R_p} = -2,08$ %/°C								
EMAPN _{med} = 0,37 % ; NRMSD _{med} = 0,61 %								

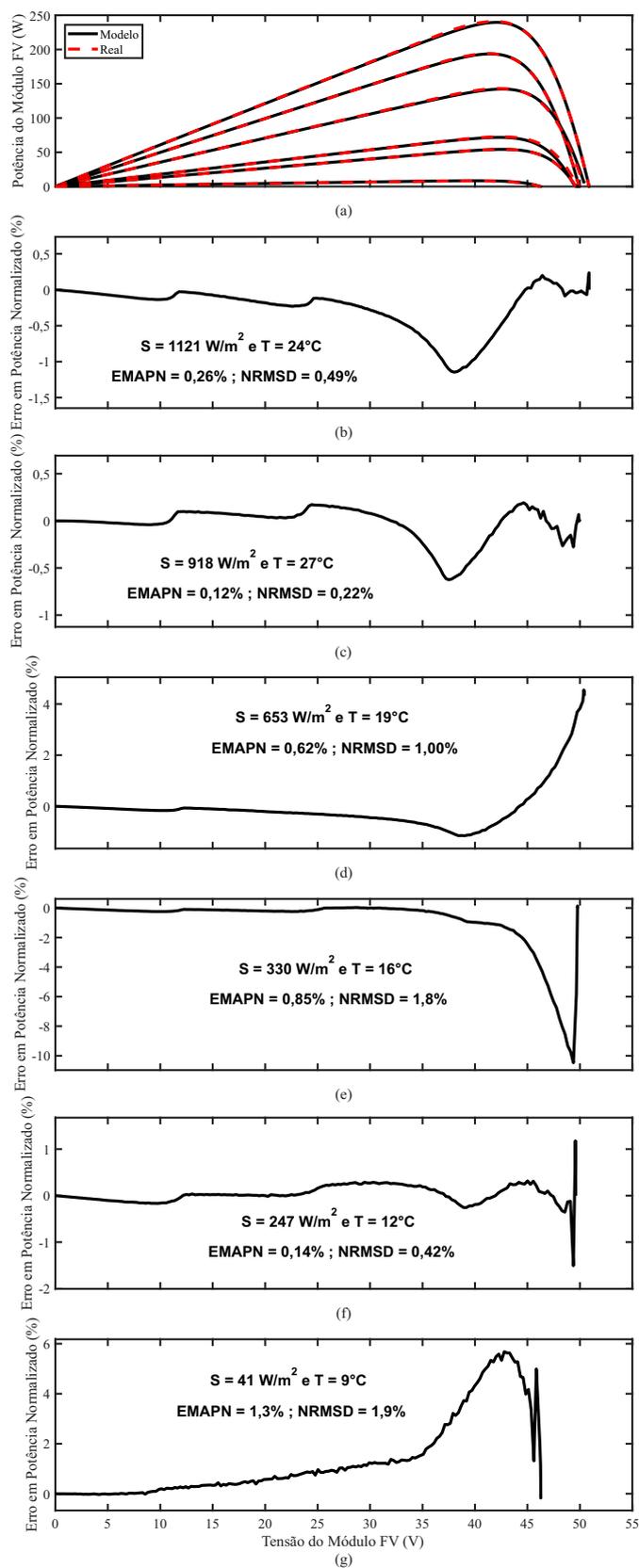
Fonte: O Autor (2019).

Figura 55 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo mSi460A8 para diferentes irradiâncias e temperaturas.



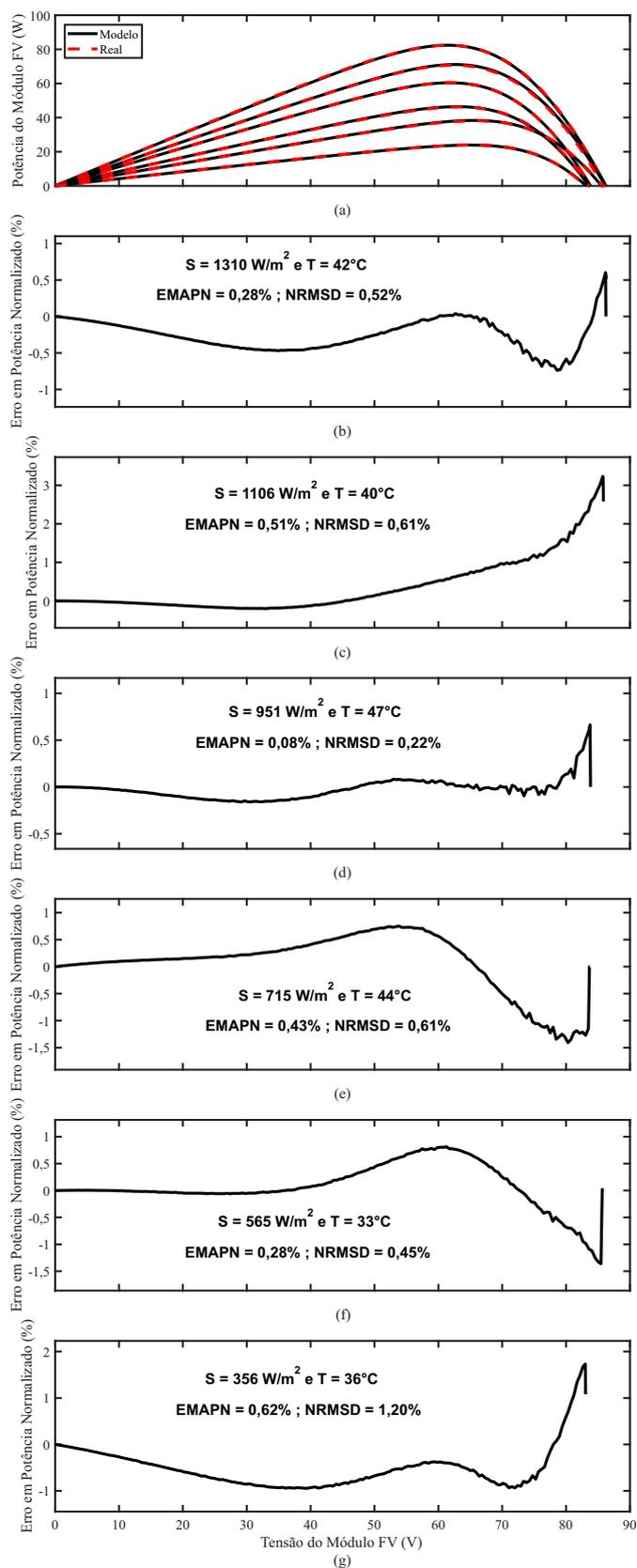
Fonte: O Autor (2019).

Figura 56 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo HIT05667 para diferentes irradiâncias e temperaturas.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 57 – Comparação entre o modelo elétrico proposto e as curvas experimentais para o módulo CdTe75368 para diferentes irradiâncias e temperaturas.



Fonte: O Autor (2019).

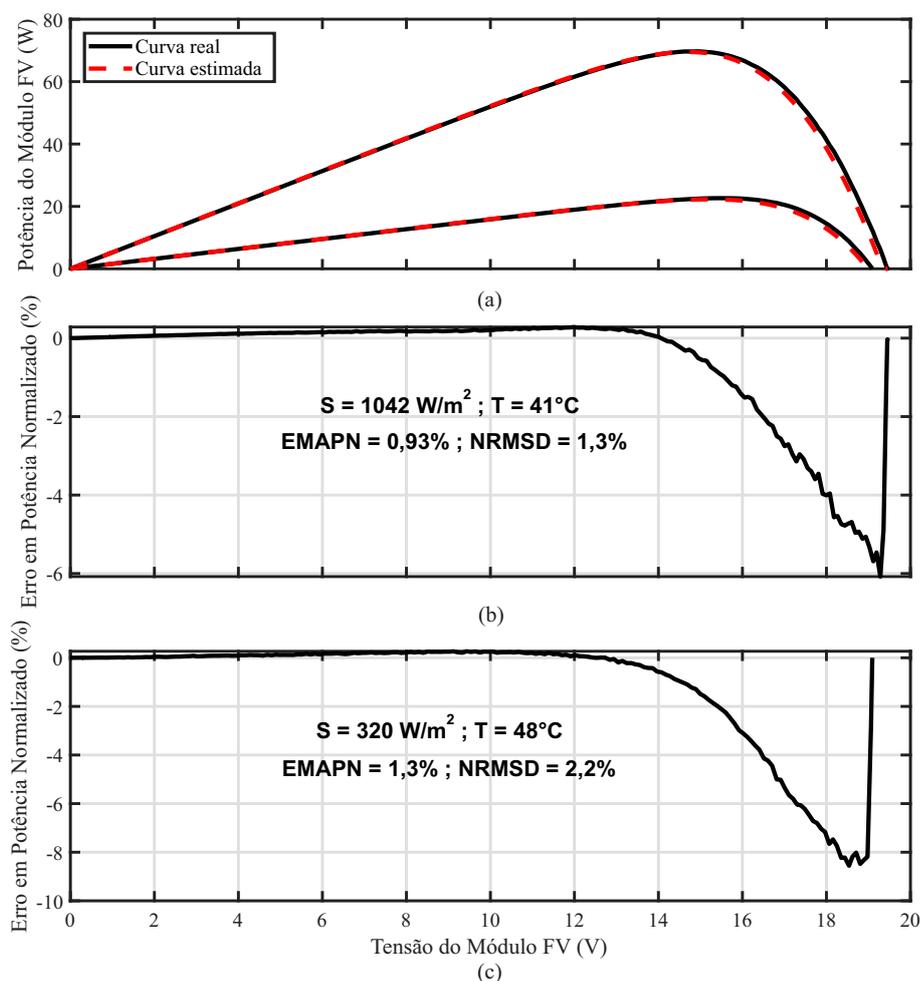
A partir destes resultados, pode-se concluir que, de uma forma geral, o MGNL estimou parâmetros adequados para essas condições ambientais, acompanhando de perto as curvas de treinamento.

4.4.2 Validação através de curvas diferentes das usadas no treinamento

Uma das grandes vantagens do MGNL em relação aos modelos tradicionais é a capacidade de estimar os seus parâmetros para qualquer condição ambiental com apenas uma execução do algoritmo de busca. Com isso em mente, são mostrados nas Figuras 58, 59, 60 e 61, bem como na Tabela 13, a comparação entre algumas curvas I-V geradas pelo MGNL e suas respectivas curvas experimentais reais, as quais não foram utilizadas no treinamento do MGNL. Ou seja, as curvas I-V foram geradas pelo MGNL sem a necessidade de qualquer informação prévia sobre as curvas I-V originais, exceto a irradiância e a temperatura.

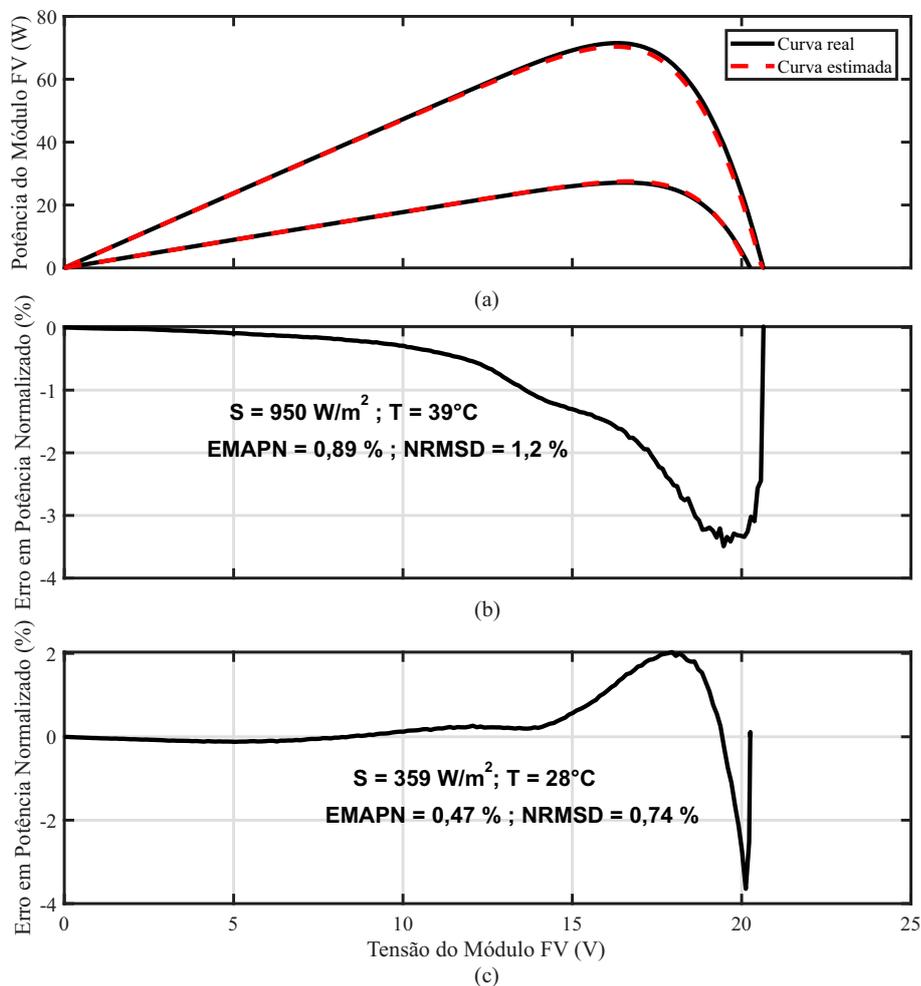
Nestas figuras, apesar de ser possível perceber a semelhança entre as curvas reais e as

Figura 58 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo xSi11246.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 59 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo mSi460A8.



Fonte: O Autor (2019).

Tabela 13 – Resultados de validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no conjunto de treinamento.

	xSi11246	mSi460A8	HIT05667	CdTe75368
S_1	1042	950	580	1014
T_1	61	39	12	48
$EMAPN_1$ (%)	0,93	0,89	0,45	0,27
$NRMSD_1$ (%)	1,32	1,17	0,76	0,49
S_2	320	359	144	673
T_2	48	28	11	43
$EMAPN_2$ (%)	1,33	0,47	0,83	0,66
$NRMSD_2$ (%)	2,18	0,74	1,27	1,15

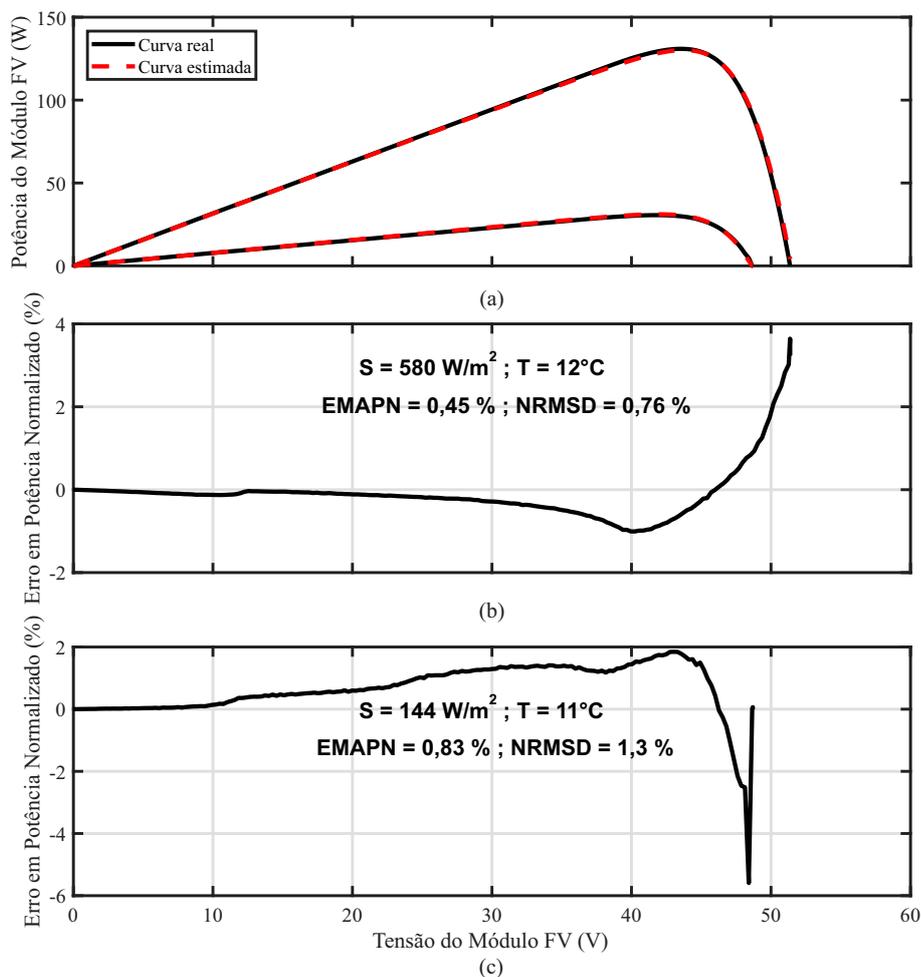
Fonte: O Autor (2019).

estimadas, ainda há trechos em que ocorre uma leve discrepância. Por isso, foram explicitados erros absolutos para os três principais pontos das curvas I-V: I_{sc} , V_{oc} e P_{mp} . De fato, os erros para estes três parâmetros são baixos para todos os casos analisados, comprovando a eficácia do MGNL em reproduzir as características dos módulos fotovoltaicos para quaisquer condições ambientais.

4.4.3 Validação através da estimação do perfil diário de potência máxima

A análise seguinte está relacionada a uma situação mais realista, na qual é testada a capacidade do MGNL estimar o perfil diário de potência máxima de um módulo fotovoltaico, habilidade útil em casos de aplicação conjunta com um algoritmo de MPPT. Os resultados para os quatro módulos são mostrados nas Figuras 62 a 65. Para a seleção das datas para as quais os módulos seriam analisados, foram escolhidas datas nas quais os módulos tivessem apresentado os maiores valores de potência máxima no período disponível. Cada uma destas datas possui um

Figura 60 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo HIT05667.

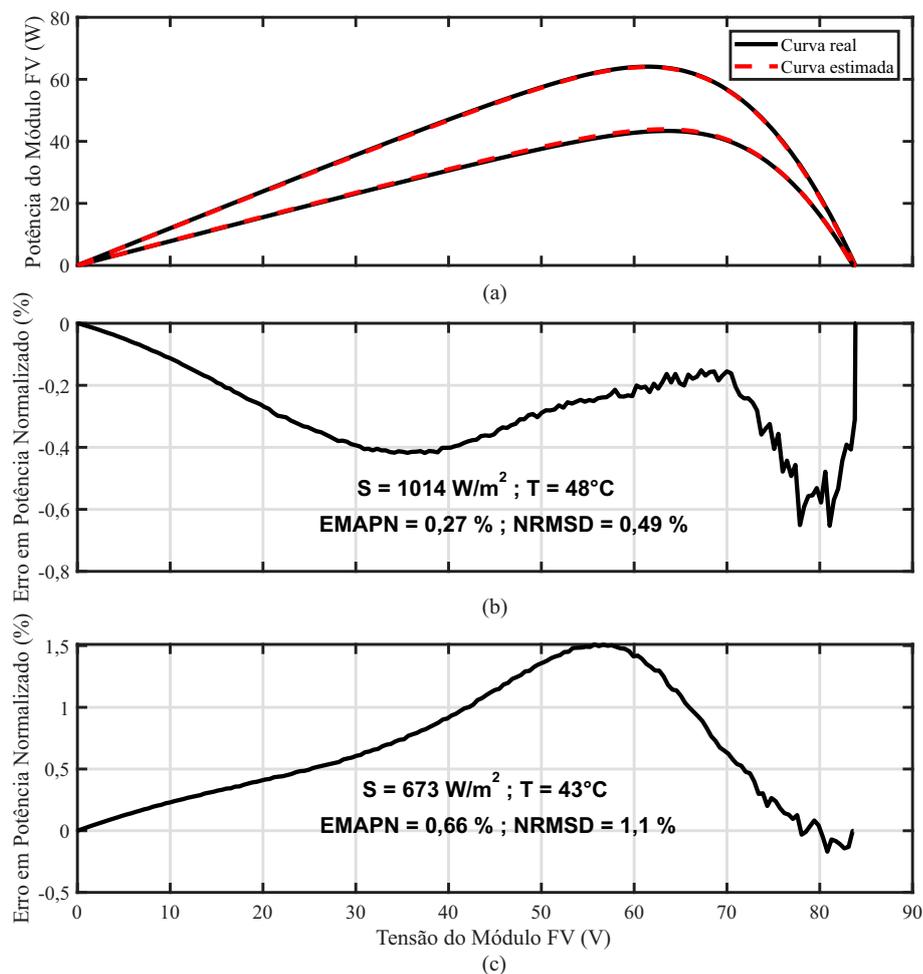


Fonte: O Autor (2019).

número específico de curvas I-V disponíveis. Com isso, foram analisadas 44 curvas I-V para o módulo xSi11246, 123 curvas I-V para o módulo mSi460A8, 86 curvas I-V para o módulo HIT05667 e 127 curvas I-V para o módulo CdTe75368.

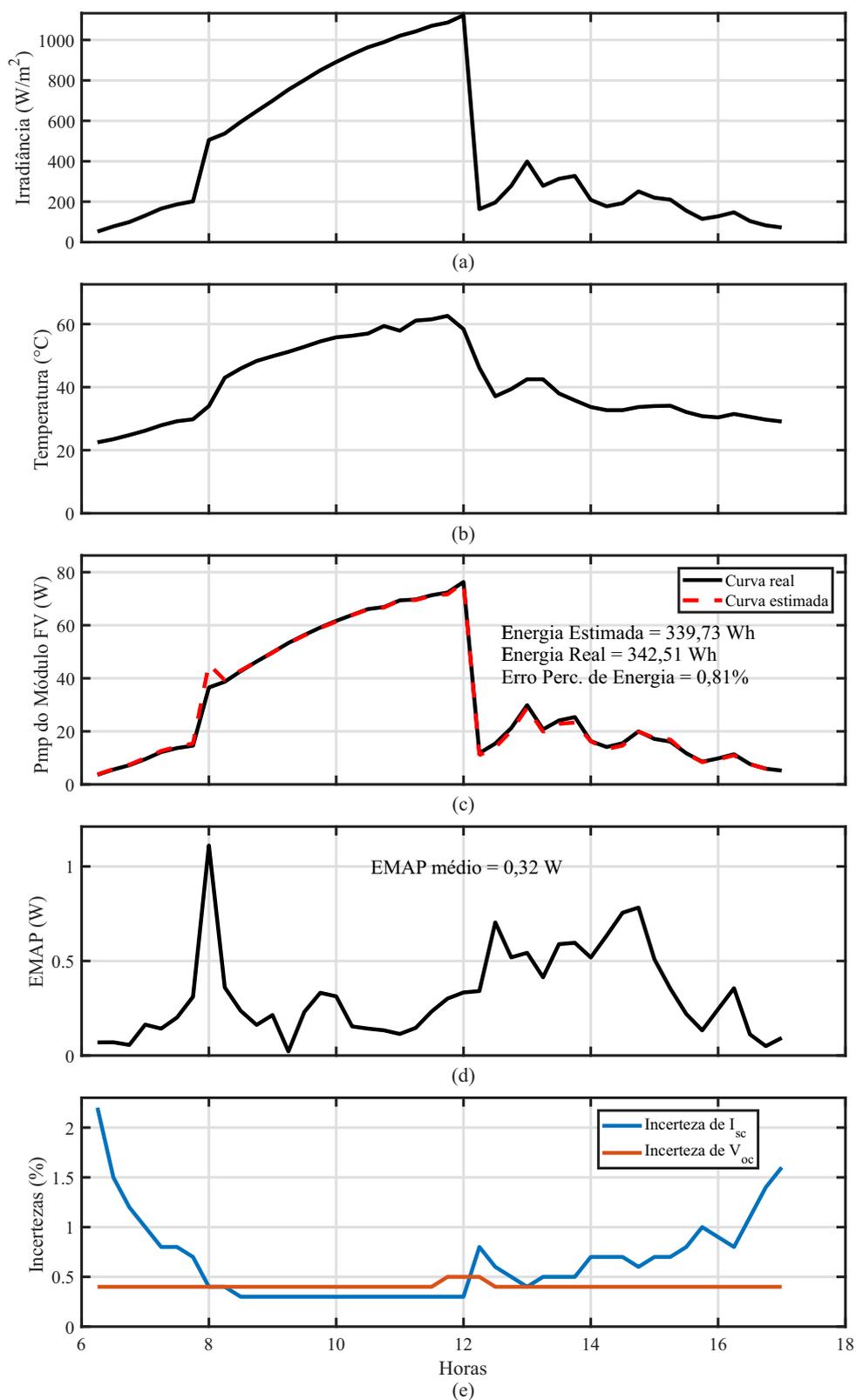
Estes resultados gráficos podem ser entendidos da seguinte forma, tomando a Figura 62 como exemplo: nas Figuras (a) e (b) são mostrados os perfis diários de irradiância e temperatura, os quais são usados como dados de entrada para o mesmo modelo MGNL apresentado nas subseções anteriores. Com isso, é possível gerar a comparação da Figura (c), na qual as potências máximas reais são comparadas com as potências máximas geradas a partir de curvas I-V produzidas pelo MGNL (processo semelhante ao da subseção anterior). Como forma de auxílio na análise, também são mostrados os erros entre a energia real produzida pelo módulo neste dia e a energia estimada pelo MGNL. Na Figura (d) é mostrado o EMAP resultante de cada curva, enquanto que na Figura (e) são mostradas as incertezas de I_{sc} e V_{oc} , pois, desta vez, todas as curvas I-V das datas em questão foram analisadas, incluindo aquelas que apresentam incertezas de I_{sc} e V_{oc} maiores do que 5%. Este fato pode justificar os pontos em que os valores dos EMAPs sejam maiores do que a média.

Figura 61 – Validação do MGNL para condições ambientais diferentes das usadas no treinamento para o módulo CdTe75368.



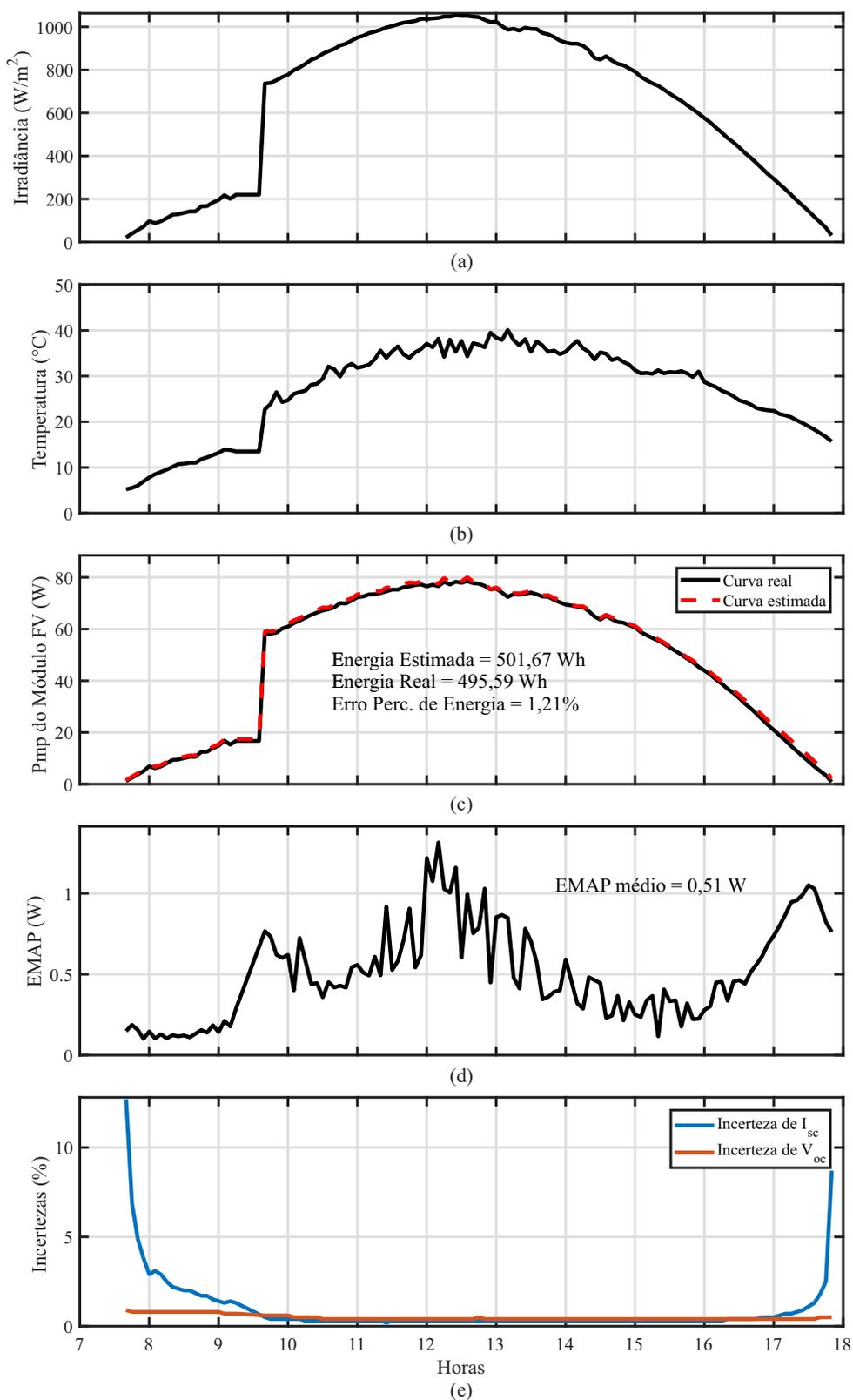
Fonte: O Autor (2019).

Figura 62 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/08/2012, para o módulo xSi11246. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



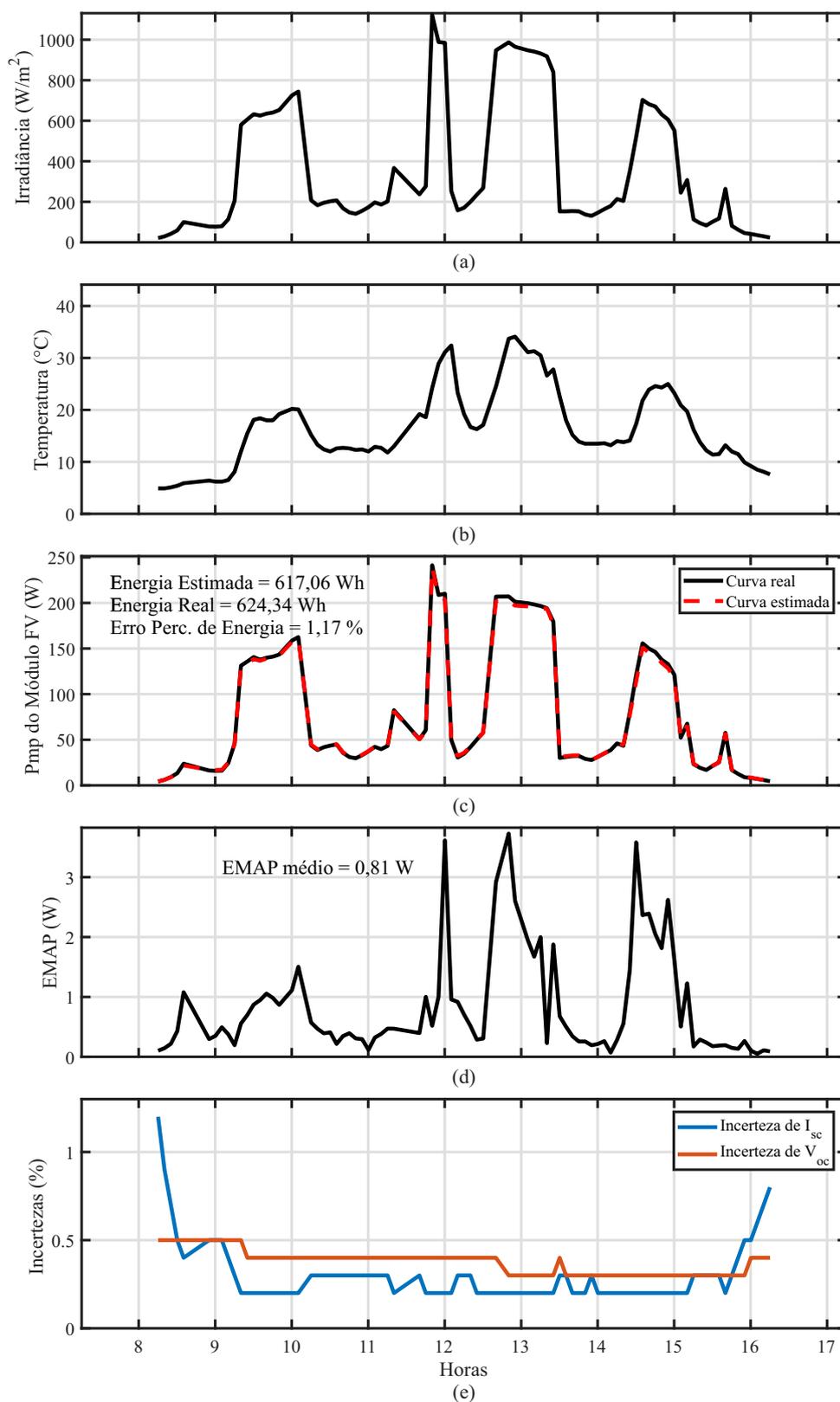
Fonte: O Autor (2019).

Figura 63 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/01/2011, para o módulo mSi460A8. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



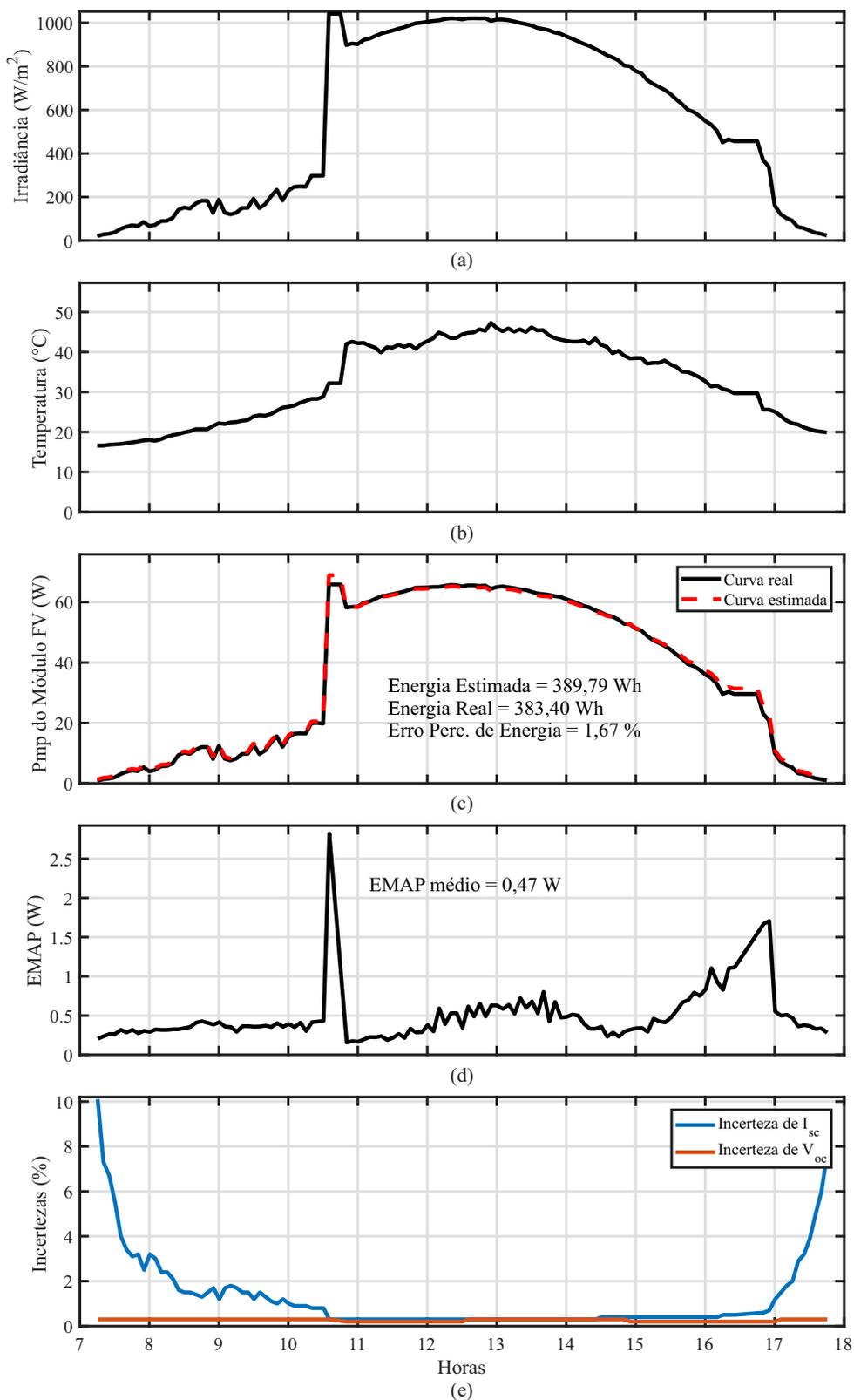
Fonte: O Autor (2019).

Figura 64 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 27/12/2012, para o módulo HIT05667. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 65 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 23/02/2011, para o módulo CdTe75368. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



Fonte: O Autor (2019).

Com estes resultados, pode concluir que o MGNL é capaz de reproduzir, de forma bastante aproximada, o comportamento real dos tipos de módulos analisados. Como último teste, esta análise gráfica foi realizada novamente, mas desta vez para curvas com aproximadamente um ano de diferença na medição, como pode ser visto nas Figuras 66 a 69. Assim, é possível avaliar a validade dos parâmetros estimados para o MGNL. Desta vez, foram analisadas 44 curvas I-V para o módulo xSi11246, 124 curvas I-V para o módulo mSi460A8, 75 curvas I-V para o módulo HIT05667 e 132 curvas I-V para o módulo CdTe75368.

Com estes resultados, é possível concluir que os parâmetros estimados para o MGNL possuem uma validade de, no mínimo, um ano (este é o tempo médio que o NREL analisou os módulos em questão).

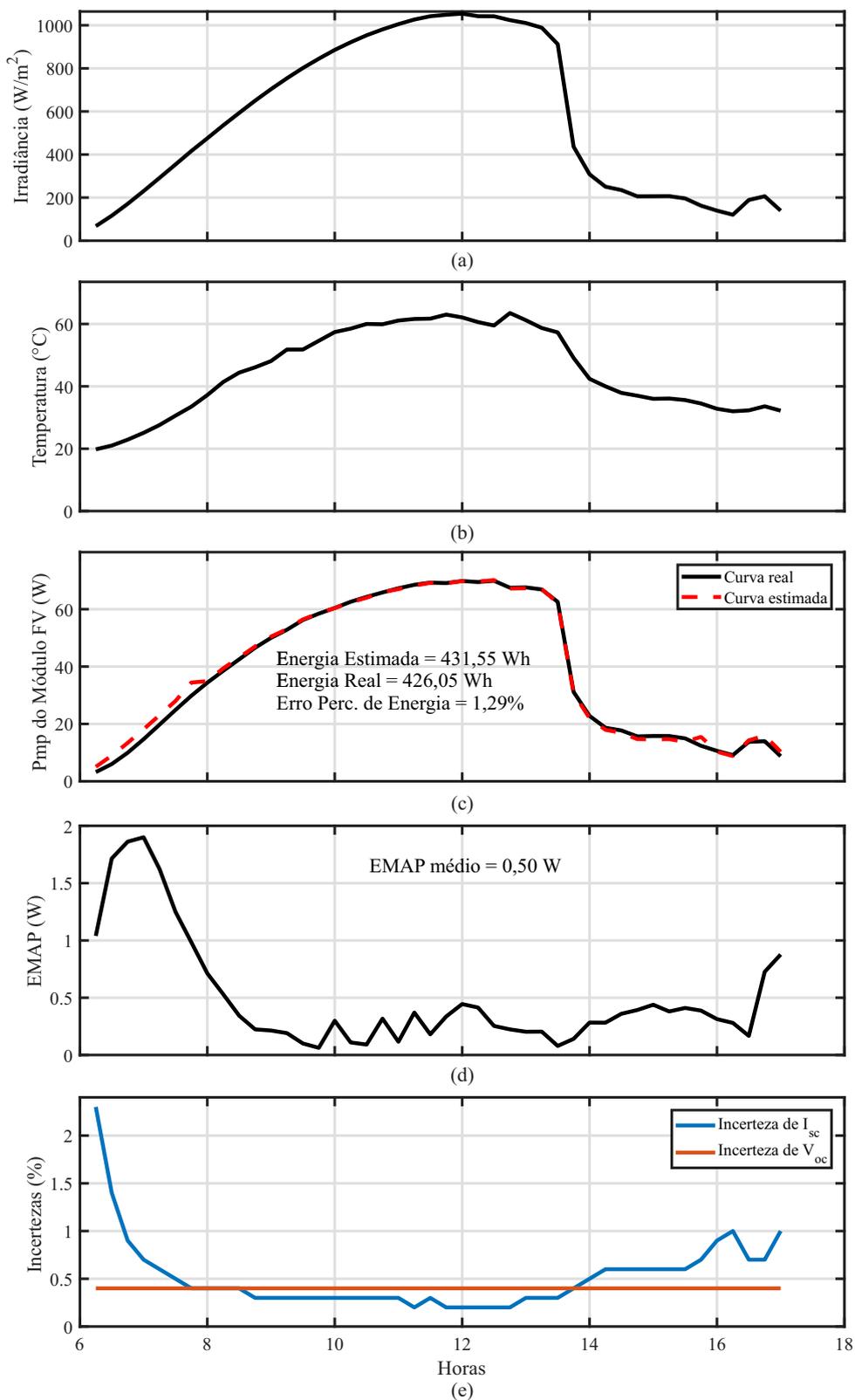
4.4.4 Validação através da comparação com modelos semelhantes

Por fim, a última análise está relacionada à comparação do MGNL com outros modelos adaptativos recentes na literatura, que se baseiam em uma filosofia semelhante. Como já foi mencionado anteriormente neste trabalho, não existe outro modelo adaptativo na literatura que tome como base o modelo de diodo único, no entanto, (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018) e (MATHEW *et al.*,) propuseram modelos semelhantes, mas tomando como base o modelo de dois diodos. Ainda assim, uma comparação entre os resultados obtidos por estes modelos pode resultar em conclusões interessantes.

O módulo fotovoltaico usado nessa comparação foi o KC200GT (KYOCERA,), bastante usado em diversos trabalhos de estimação de parâmetros na literatura. Este módulo possui a certificação UL 1703 e, portanto, está de acordo com o exposto na Seção 3.4. Na Figura 70 são mostradas as curvas I-V usadas no treinamento dos modelos e também na sua validação, através da média dos EMAPs das sete curvas. Os resultados da comparação podem ser vistos na Tabela 14.

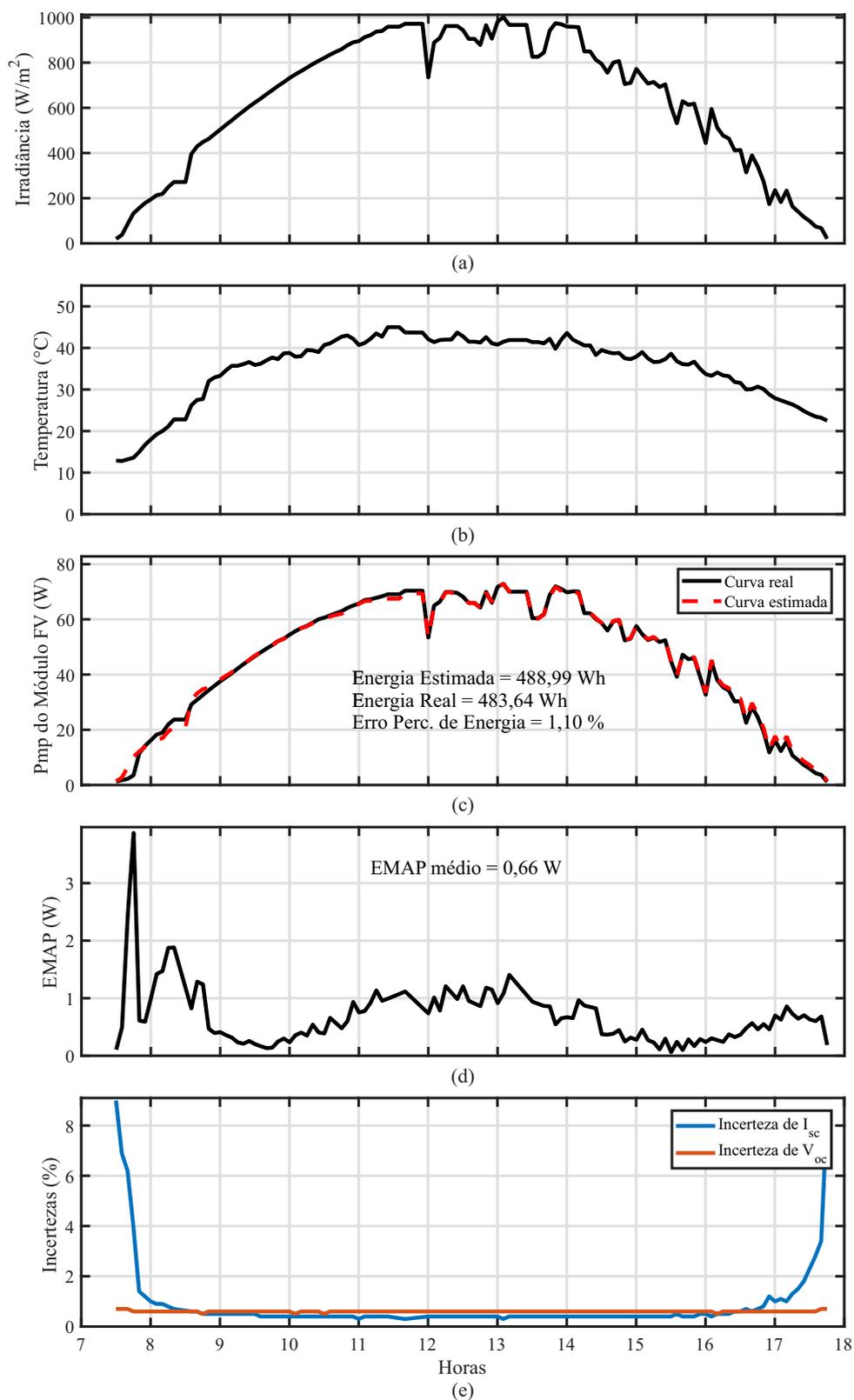
A partir destes resultados, é possível concluir que mesmo que o MGNL apresente o pior valor de $EMAP_{med}$ (o que já era esperado, pois o modelo de dois diodos é mais preciso do que o de diodo único), este valor ainda assim é próximo dos valores obtidos pelos outros dois modelos. Além disso, nota-se uma certa proximidade entre os valores de cada parâmetro. Ou seja, dependendo do grau de precisão que se deseja no modelo, é possível abdicar da maior complexidade do modelo de dois diodos sem que haja grandes impactos nos resultados finais do modelo.

Figura 66 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 28/08/2013, para o módulo xSi11246. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



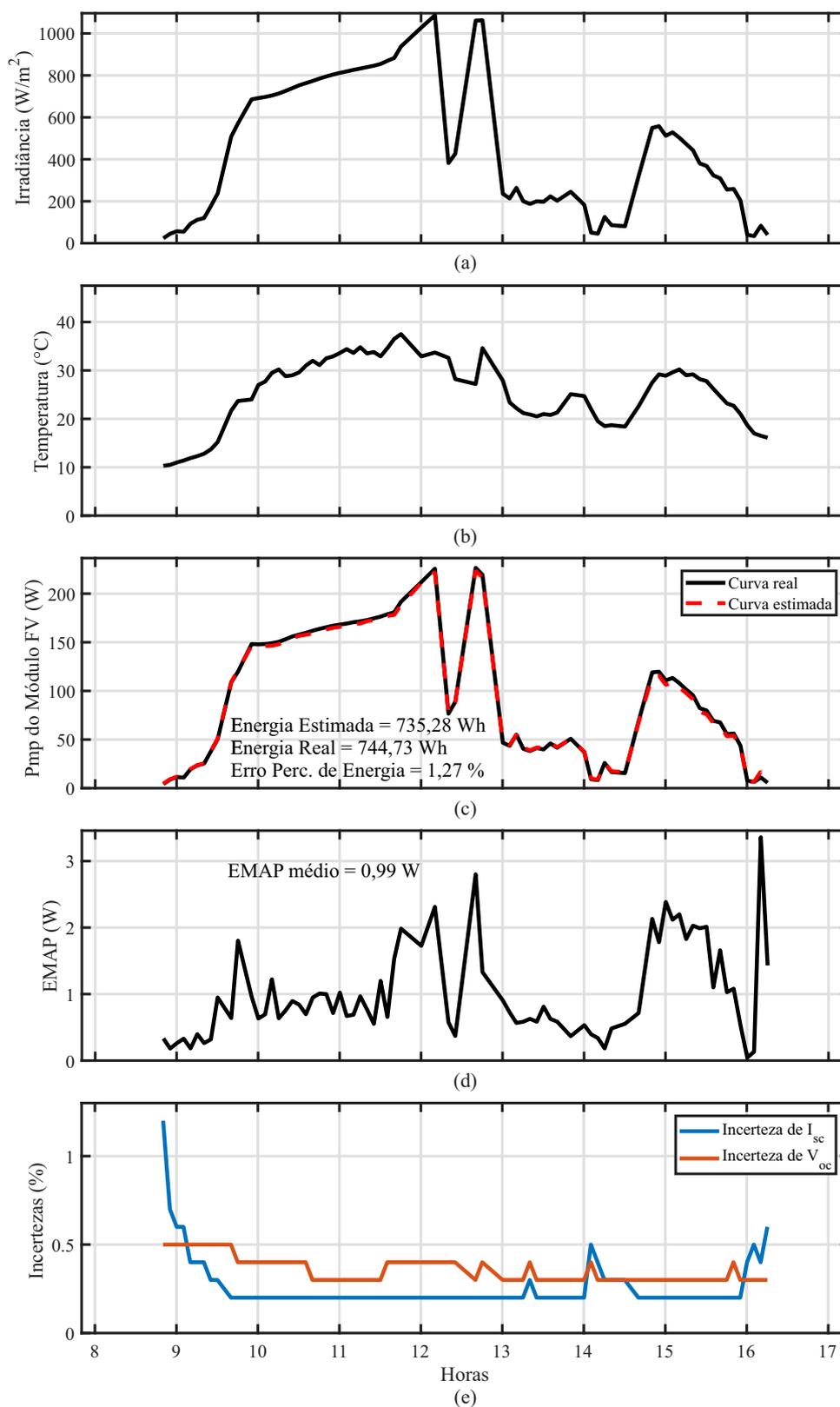
Fonte: O Autor (2019).

Figura 67 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 25/01/2012, para o módulo mSi460A8. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



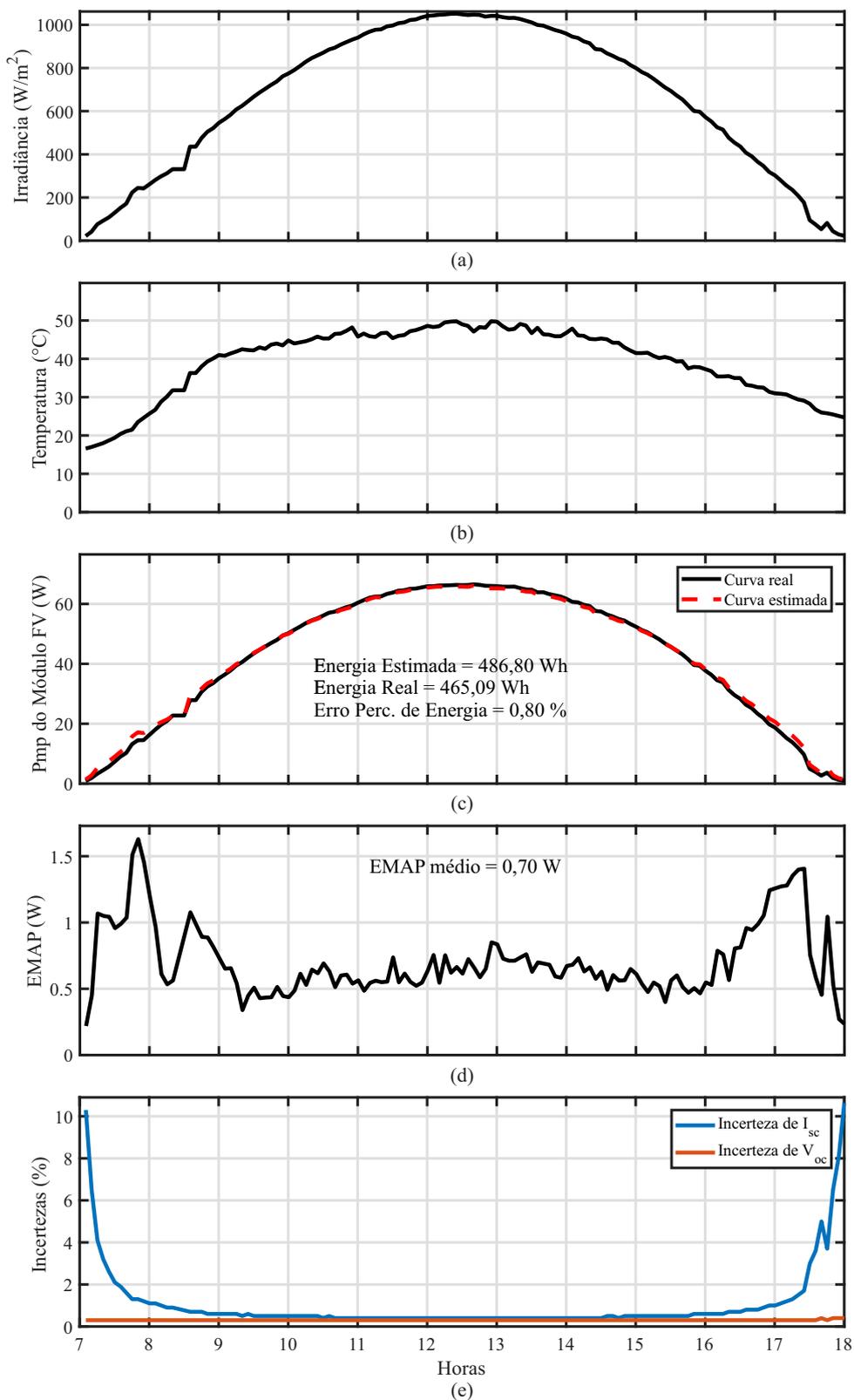
Fonte: O Autor (2019).

Figura 68 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 22/12/2013, para o módulo HIT05667. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



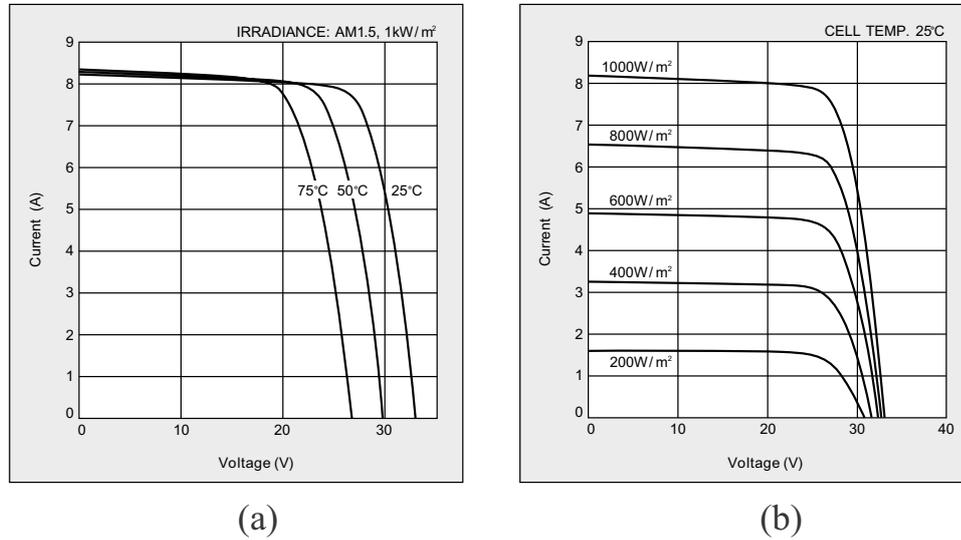
Fonte: O Autor (2019).

Figura 69 – Validação, através da estimação do perfil de potência máxima do dia 29/02/2012, para o módulo CdTe75368. (a) Perfil de irradiância do dia (b) Perfil de temperatura do dia (c) Perfil de potência máxima do dia (d) Perfil de EMAP do dia e (e) Perfis de incertezas de I_{sc} e V_{oc} do dia.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 70 – Curvas I-V do KC200GT. (a) S constante e T variável e (b) S variável e T constante.



Fonte: Adaptado de Kyocera.

Tabela 14 – Comparação entre modelo proposto e modelos semelhantes disponíveis na literatura.

Parâmetro	12p-DDM	TH-PS	MGNL
A_1	1,2506	1,04	1,00
A_2	2,751	1,05	-
$R_{s,ref} (\Omega)$	0,01	0,246	0,27
$R_{s,ref1} (\Omega)$	0,005	0,238	0,135
$R_{s,ref2} (\Omega)$	0,005	0,008	0,135
$R_{p,ref} (\Omega)$	250	118,66	118,86
$I_{g,ref} (A)$	8,12	8,201	8,21
$I_{sat1,ref} (nA)$	72,73	0,448	0,34
$I_{sat2,ref} (nA)$	1151,2	0,534	-
J	-	0,077	-
$k_{Rs} (\%/^{\circ}C)$	0,33	0,0015	0,34
$k_{Rp} (\%/^{\circ}C)$	-0,20	6,7	-0,10
γ_{Rs}	-0,063	-0,893	-1,31
γ_{Rp}	-0,862	-0,814	-0,70
$EMAP_{med} (W)$	0,55	0,342	0,372

Fonte: O Autor (2019).

4.5 Resumo

Neste capítulo foi proposto um modelo baseado no modelo clássico de diodo único, o MGNL, que possui a capacidade de adaptar os valores dos seus parâmetros, baseado no comportamento físico dos mesmos, de acordo as variações nas condições ambientais. Este modelo aplica ainda uma técnica de estimação dos pontos de curto-circuito e circuito aberto (também proposta neste trabalho) que também se baseia no comportamento físico dos módulos fotovoltaicos.

Através de um módulo fotovoltaico fictício, foram definidas algumas diretrizes referentes ao processo de estimação de parâmetros envolvendo várias curvas I-V. Por fim, este modelo foi validado através de curvas experimentais oriundas de quatro módulos de tecnologias diferentes, a partir dos quais pode-se concluir que o comportamento físico dos parâmetros do módulo fotovoltaico pode ser descrito por (36) - (42), resultando em um modelo preciso, já que pode ser aplicado em mais de uma condição ambiental sem a necessidade da execução do algoritmo de estimação mais de uma vez, diferentemente do modelo de diodo único baseado nas técnicas de estimação existentes na literatura. Além disso, o modelo e técnica propostos mostraram boa versatilidade, pois podem ser implementados através de curvas tanto derivadas de *datasheets* quanto obtidas experimentalmente, podendo ainda representar o comportamento de vários tipos de módulos fotovoltaicos.

5 MGNL APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO

Nesse capítulo, será apresentado um exemplo de aplicação prática do MGNL, o qual é empregado em um sistema fotovoltaico autônomo, composto por um microconversor c.c./c.c. de alto ganho (KIANPOUR; JABBARI; SHAHGOLIAN, 2016), que por sua vez é controlado através de um algoritmo de MPPT baseado no modelo do módulo fotovoltaico (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

Inicialmente, serão apresentados os princípios básicos tanto do algoritmo de MPPT quanto do conversor, para que, posteriormente, sejam apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema, de modo que o funcionamento do MGNL possa ser avaliado.

5.1 Técnicas de MPPT

O seguimento do MPP objetiva a obtenção da máxima eficiência do módulo fotovoltaico, o que faz das técnicas de MPPT parte essencial do sistema fotovoltaico. Usualmente as técnicas de MPPT são desenvolvidas para rastrear o ponto de operação do módulo fotovoltaico por meio de medições de tensão e corrente, e em alguns casos também temperatura e irradiância (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

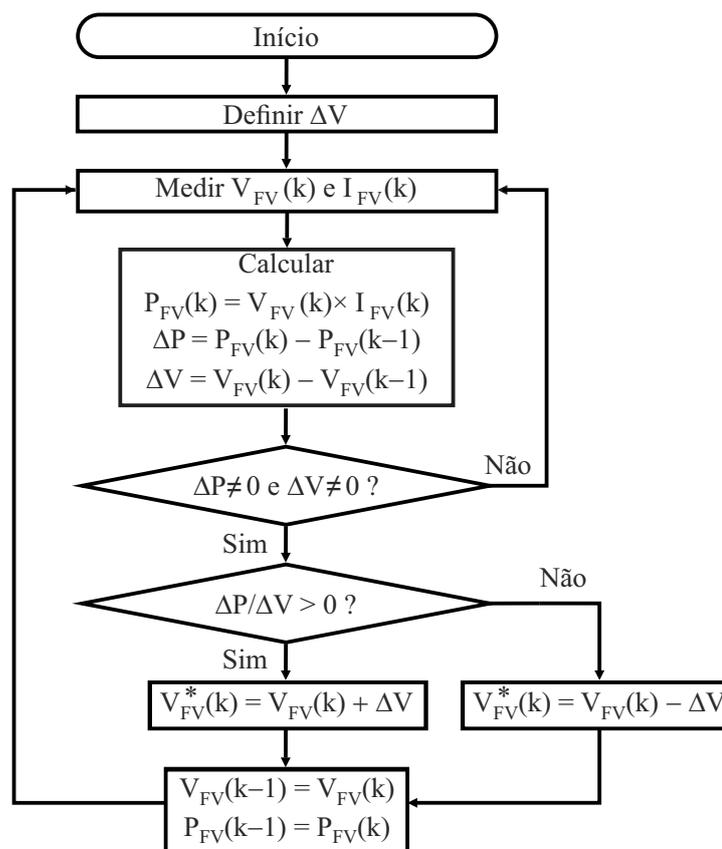
Como foi visto no Capítulo 1, com o passar dos anos várias técnicas de MPPT, que variam em complexidade, em velocidade de convergência, em custo e outros aspectos, têm sido propostas e implementadas. Dentre essas técnicas, a técnica “Perturbe & Observe” (P&O) (WASYNEZUK,) recebe bastante destaque, sendo bastante conhecida e usada em sistemas fotovoltaicos.

5.1.1 Técnica Perturbe & Observe (WASYNEZUK,)

Devido à facilidade de implementação e boa precisão, a técnica P&O é uma das técnicas mais amplamente utilizadas. O algoritmo P&O é baseado na variação periódica da tensão (perturbação) do módulo fotovoltaico, de modo que o sinal da taxa de variação da potência, com relação à tensão, seja sempre avaliado (observação), definindo assim a direção da perturbação (para a esquerda ou para a direita) em busca do MPP. Como observado no fluxograma da Figura 71, quando o MPP é finalmente alcançado, o ponto de operação oscila periodicamente em torno dele, até que uma nova condição ambiental seja estabelecida. Portanto, definindo $\Delta P = P_{FV}(k) - P_{FV}(k - 1)$ e $\Delta V = V_{FV}(k) - V_{FV}(k - 1)$, pode-se caracterizar duas ações de controle:

- $\Delta P > 0$ e $\Delta V > 0$ ou $\Delta P < 0$ e $\Delta V < 0$, então $V_{FV} < V_{mp}$. Portanto, deve-se aumentar V (Figura 72);
- $\Delta P > 0$ e $\Delta V < 0$ ou $\Delta P < 0$ e $\Delta V > 0$, então $V_{FV} > V_{mp}$. Portanto, deve-se diminuir V

Figura 71 – Fluxograma do algoritmo P&O.

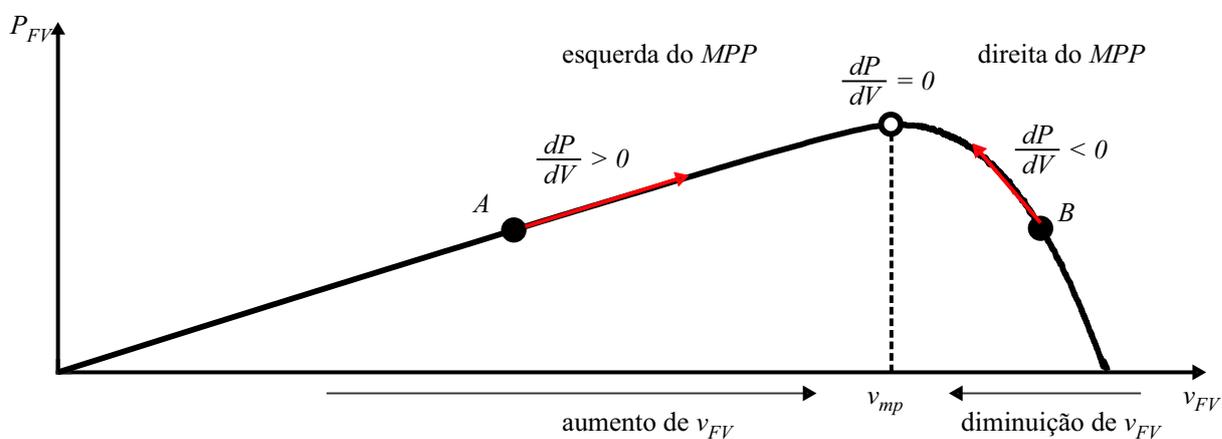


Fonte: Adaptado de Nascimento Júnior (2016).

(Figura 72).

O ajuste do passo de perturbação, ΔV , é crucial, pois pode tornar a resposta dinâmica do sistema lenta em regime permanente ou conduzir a um ponto de operação distante do MPP. Isso torna a técnica deficiente na presença de rápidas variações nas condições ambientais.

Figura 72 – Atuação do algoritmo P&O sobre uma curva P-V.



Fonte: O Autor (2019).

5.1.2 Técnica da máxima potência por curva característica (MPCC) (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018)

A técnica MPCC objetiva construir uma fração da curva característica I-V realizando uma busca unidirecional do V_{mp} a partir de um certo ponto de tensão. Dessa forma, a tensão de máxima potência utilizada como referência pelo controle, $V_{FV}^* = V_{mp}$, é determinada em apenas um passo de amostragem do controle. Para tanto, utiliza-se do conhecimento sobre a região do MPP, tomando como base a técnica de MPPT fração de V_{oc} (MASOUM; SARVI,). Nela, o MPP é calculado através da expressão

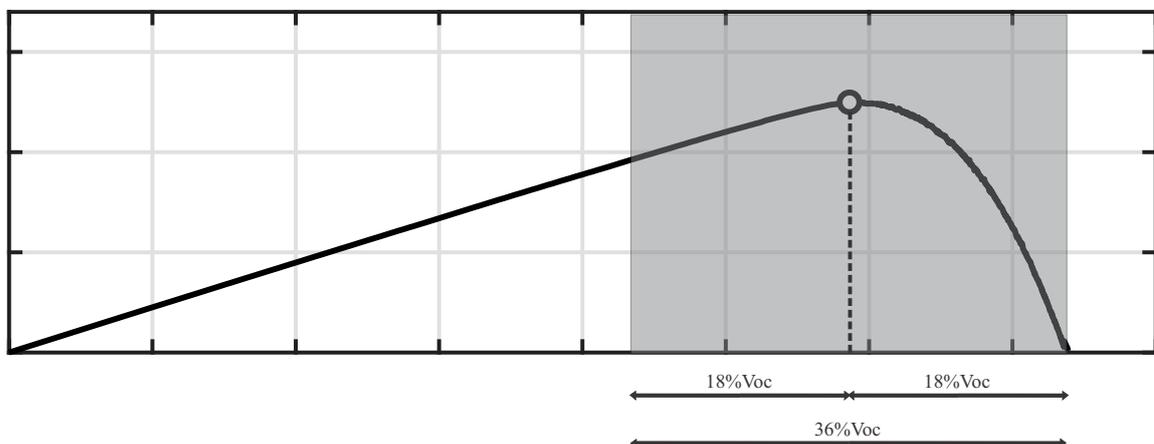
$$k_1 = \frac{V_{mp}}{V_{oc}} \cong \text{constante} \cong 0,82, \quad (51)$$

a qual diz que existe uma relação aproximadamente constante entre V_{oc} e V_{mp} para qualquer curva I-V.

Analisando (51), é possível determinar a fração da curva I-V que será usada para o mapeamento do valor de V_{mp} . Fazendo $V_{oc} - 0,82V_{oc} = 0,18V_{oc}$, é determinada a porcentagem da curva I-V que representa a região entre V_{mp} e V_{oc} . Tomando mesmo valor de porcentagem, desta vez à esquerda de V_{mp} , é definida então a região de mapeamento de V_{mp} (Figura 73). Em outras palavras, o mapeamento é feito de $0,64V_{oc}$ até V_{oc} , com um passo de tensão a ser incrementado de $\Delta V = 0,5 \text{ V}$, que é o mesmo valor de passo de tensão usado no algoritmo P&O.

A técnica de MPCC inicia com os valores medidos de S , T , V_{FV} e I_{FV} . No passo seguinte carrega-se todos os parâmetros do módulo relacionados com o MGNL, ($R_{s,ref1}$, $R_{s,ref2}$, k_{Rs} , γ_{Rs} , $R_{p,ref}$, k_{Rp} , γ_{Rp} , A_{ref} , $I_{sc,ref}$, α_i , $V_{oc,ref}$, β_S , β_T , S_{ref} e T_{ref}) e o valor inicial da tensão para a execução da busca. Posteriormente (7) é calculado ao longo de toda a região mostrada na Figura 73, de modo a se obter os valores correspondentes de corrente e potência. Na sequência a potência atual é comparada com a anterior, iniciada como zero, e caso seja maior, o valor da

Figura 73 – Região de mapeamento do valor de V_{mp} a ser usado no MPCC.

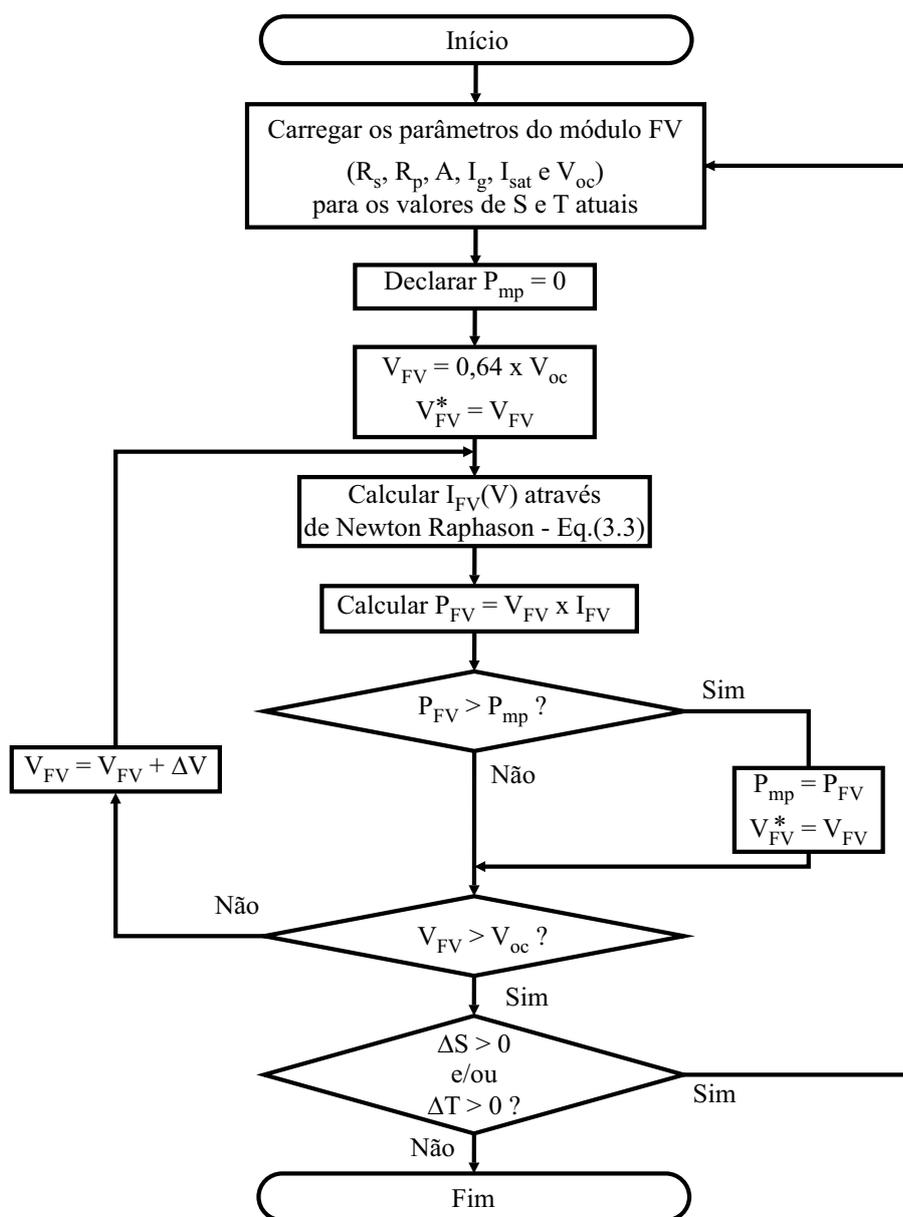


Fonte: O Autor (2019).

tensão de referência a ser imposta ao módulo pelo conversor é atualizado. Este processo está ilustrado na Figura 74.

É importante destacar que todo o processo ocorre antes que qualquer comando seja dado ao conversor. Além disso, uma nova medição só é realizada após a tensão do módulo se estabilizar no valor da tensão de referência, ou se novas condições ambientais forem medidas. Assim, espera-se que as perdas relacionadas às operação do conversor sejam reduzidas, pois todo o processo de MPPT é separado de sua operação.

Figura 74 – Fluxograma da técnica MPCC.



Fonte: Adaptado de Nascimento Júnior (2016).

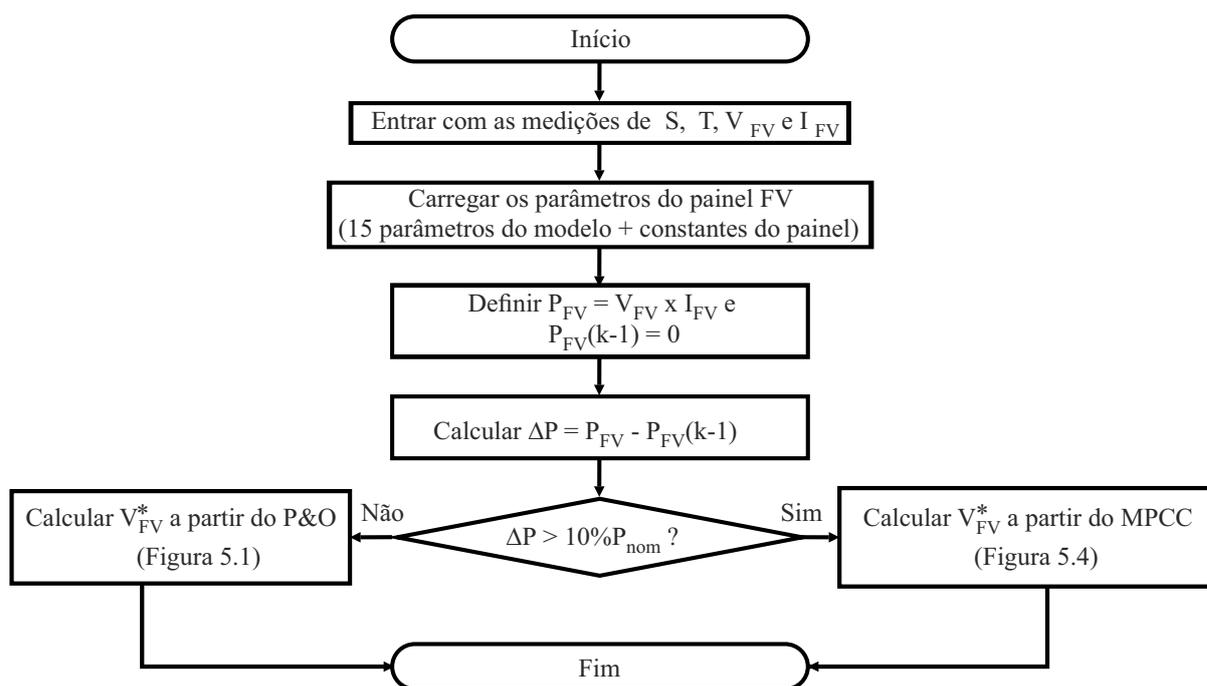
5.1.3 MPPT HÍBRIDO: MPCC + P&O

Na técnica de MPPT baseada em modelo, os erros de tensão e potência podem estar associados a fatores como estimação incorreta dos parâmetros, envelhecimento e degradação do módulo. Sendo assim, será apresentada, uma combinação entre a técnica baseada em modelo MPCC e uma técnica heurística, conduzindo a uma técnica híbrida (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

A partir da revisão apresentada no Capítulo 1, pode-se concluir que a técnica heurística deve ser ajustada para apresentar o menor erro possível em regime permanente, não se importando com possíveis mudanças bruscas nas condições ambientais, pois nesse caso a técnica MPCC se encarrega de atuar e conduzir a referência para o ponto mais próximo do MPP. A estratégia para o MPPT híbrido é fazer com que as técnicas sejam destinadas a operar separadamente. Nesta situação quando existir uma diferença significativa entre a tensão do módulo e a tensão de referência, a técnica baseada em modelo atua com velocidade, conduzindo a referência para o novo ponto, caso a diferença seja pequena, a técnica heurística é conectada e atua com precisão, tentando conduzir o erro de regime permanente a zero (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

Neste trabalho, foi usada a técnica de MPPT baseada no modelo matemático do módulo fotovoltaico proposta por (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018) com algumas pequenas modificações. Por exemplo, diferentemente da versão original, aqui foi usado o modelo de um diodo. Outra mudança é o critério de transição entre o MB MPPT e o MPPT heurístico (P&O), que se dá sempre que houver uma mudança de, pelo menos, 10% da potência nominal do módulo fotovoltaico, como está ilustrado na Figura 75.

Figura 75 – Fluxograma geral do algoritmo de MPPT híbrido adotado.



Fonte: O Autor (2019).

5.2 CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO

Nesta seção são apresentadas as principais características do conversor c.c./c.c. adotado, de modo a facilitar a compreensão do seu funcionamento.

5.2.1 Justificativa para a escolha da topologia

Também no Capítulo 1, foi constatada a necessidade de conversores c.c./c.c. de alto ganho para aplicações em sistemas fotovoltaicos modulares. Teoricamente, um conversor *boost* clássico pode fornecer um ganho de tensão elevado, só que com uma razão de trabalho muito próxima da unidade. Porém, na prática, este ganho de tensão é limitado pelos elementos parasitas dos dispositivos de potência, do indutor e do capacitor. Além disso, a operação do conversor com razões de trabalho extremamente altas pode induzir sérios problemas no processo de recuperação reversa do diodo e altos valores de ondulação (*ripple*) de corrente nos elementos semicondutores e indutivos, o que aumenta as perdas por condução e as de comutação. Outro ponto é que elevados ganhos de tensão exigirão que o conversor trabalhe com elevadas correntes na sua entrada (valores da ordem de grandeza da corrente de curto-circuito de um módulo fotovoltaico). Por fim, dispositivos semicondutores com baixas resistências série (necessários para garantir baixas perdas) não poderão ser utilizados, uma vez que os *stress* de tensão da chave principal e do diodo são, respectivamente, equivalentes à tensão de saída do MIC, que é elevada (HU; GONG, 2015).

Devido a tais problemas, várias topologias de conversores de alto ganho e alta eficiência têm sido propostas (TOFOLI; PEREIRA; PAULA W. J. ANG JÚNIOR, 2015)(HSIEH; CHEN; LIANG T. ANG YANG, 2013). Dependendo do país onde o sistema fotovoltaico será instalado, pode ser necessário haver um estágio de isolamento no módulo fotovoltaico integrado ao conversor c.c./c.c.. Por essa razão, essas topologias de alto ganho podem ser classificadas em duas categorias principais: topologias isoladas e não isoladas. Contudo, os critérios para selecionar a topologia mais adequada para a integração de módulos fotovoltaicos são comuns a ambas as categorias: elevada eficiência de conversão, controlabilidade fácil, alta densidade de potência, custos reduzidos e uma longa vida útil do sistema (LI; WOLFS,) (KASPER *et al.*, 2013).

As topologias isoladas de conversores c.c./c.c. normalmente empregam um transformador de alta frequência, que representa a primeira opção em aplicações de conversores que exijam um alto ganho de tensão, uma vez que o seu ganho estático pode ser ajustado através da sua relação de transformação. As topologias com transformador podem trabalhar com um núcleo de excitação unidireccional (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), ou com núcleo de excitação bidireccional (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

Porém, o emprego de transformadores apresenta desvantagens como elevadas perdas no núcleo; alto estresse de tensão sobre os interruptores e diodo de saída; problema de interferência

eletromagnética (EMI); elevados peso e volume (FENG *et al.*,). Outro ponto negativo que os conversores desta categoria apresenta é a presença de etapas, dentro de um período de chaveamento, onde não há transferência de potência para a carga, fazendo com que a densidade de potência e a eficiência dos conversores sejam inferiores, em comparação com a categoria de conversores não isolados. Para reduzir as perdas por comutação e as tensões nos componentes, podem ser utilizados circuitos auxiliares adicionais, como circuitos snubber (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002), ou podem ser usadas topologias com capacidade ZVS/ZCS inerente (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002) (KASPER *et al.*, 2013).

Em aplicações em que o isolamento galvânico não é uma necessidade, os conversores c.c./c.c. não isolados se mostram como uma alternativa vantajosa para alcançar o alto ganho de tensão, uma vez que apresentam uma redução de tamanho, peso e volume, além de um aumento de eficiência, associados à ausência do transformador de alta frequência (TOFOLI; PEREIRA; PAULA W. J. ANG JÚNIOR, 2015). Dentre os conversores mais conhecidos dessa categoria, encontram-se os conversores *boost*, *buck-boost* e *Cúk* (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002). No entanto, estes conversores apresentam problemas quando o ganho precisa ser elevado, pois isso resulta em um aumento na razão de trabalho das chaves semicondutoras, que por sua vez aumenta as perdas e o esforço de tensão nestes dispositivos. Por isso, muitas topologias derivadas do conversor *boost* têm sido apresentadas com o intuito de se obter um maior ganho de tensão. Um exemplo é o conversor *boost* em cascata, que é capaz de fornecer um ganho de tensão elevado sem a penalidade da razão de trabalho próxima da unidade. No entanto, as tensões dos elementos semicondutores continuam sendo limitadas pela tensão de saída do conversor (VIGHETTI; FERRIEUX; LEMBEYE, 2012).

Para essas situações que envolvem elevados ganhos de tensão, que não podem ser alcançadas pelos conversores c.c./c.c. não isolados convencionais, existem várias soluções possíveis (REVATHI; PRABHAKAR,). Diversas outras estratégias foram propostas com o mesmo objetivo, dentre as quais as principais encontram-se resumidas na Tabela 15.

Baseando-se nessas informações, pode-se concluir que a categoria que emprega indutores acoplados oferece uma boa alternativa em aplicações de sistemas fotovoltaicos modulares, principalmente por conta da facilidade na obtenção do alto ganho de tensão. Em (LIU *et al.*,), é feita uma revisão referente às diferentes filosofias que podem ser empregadas dentro desta categoria de conversores, na qual surgem três subcategorias:

- **Conversores Empilhados** - Para suprimir o pico de tensão nas chaves e reciclar a energia armazenada nas indutâncias de dispersão, diferentes circuitos grampeadores são empregados. Além disso, para aumentar o ganho de tensão, para reduzir o esforço de tensão dos diodos e para aumentar o aproveitamento do núcleo magnético, são acrescentados circuitos multiplicadores de tensão à topologia (GU *et al.*,), (AJAMI; ARDI; FARAKHOR,);
- **Conversores com Múltiplos Enrolamentos** - São empregados indutores acoplados com múltiplos enrolamentos com o objetivo de obter estruturas topológicas mais flexíveis e distribuir o esforço de tensão dos diodos retificadores (TSENG; LIN; HUANG,);

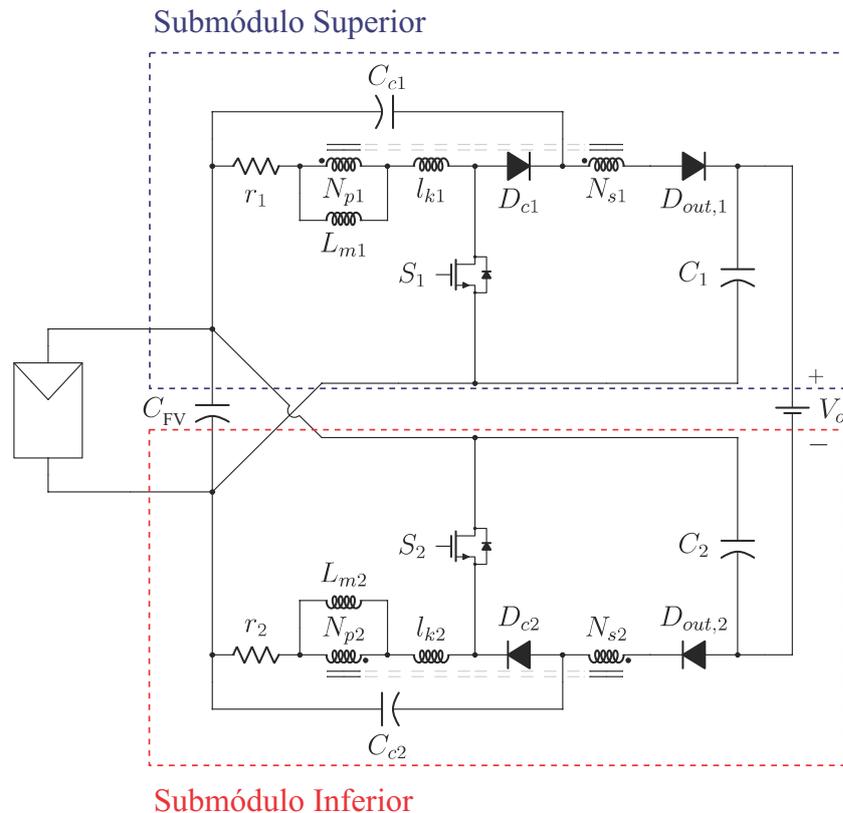
Tabela 15 – Principais características de algumas técnicas para obtenção de alto ganho c.c.

Técnica	Características
Capacitores chaveados (FARDOUN; ISMAIL,)	Vantagens: Estrutura modular e simples; baixo stress de tensão nas chaves. Desvantagens: Ganho de tensão limitado; número de componentes elevado.
Células multiplicadoras de tensão (PRUDENTE <i>et al.</i> , 2008)	Vantagens: Estrutura modular e simples; baixo stress de tensão nas chaves. Desvantagens: Ganho de tensão limitado; número de componentes elevado; regulação da tensão pobre; é necessário um compromisso entre os requisitos de ganho e eficiência
Capacitores e indutores chaveados (ZHU <i>et al.</i> , 2016)(AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008)	Vantagens: baixo <i>stress</i> de tensão nas chaves. Desvantagens: Regulação de tensão pobre.
Elevação de tensão (LUO, 1999)(ZHU; LUO, 2007)	Vantagens: A energia da indutância de dispersão dos indutores acoplados é reciclada; o <i>stress</i> de tensão reduzido; o capacitor de elevação de tensão oferece ganho de tensão adicional; Desvantagens: quando o ganho é elevado, são necessários muitos estágios capacitor-diodo, tornando o circuito complexo; alta corrente nas chaves, aumentando as perdas por condução.
Indutores acoplados (SCHMITZ; COELHO; MARTINS, 2015)	Vantagens: O aumento na relação de transformação produz um maior ganho de tensão; maior capacidade de manuseio de energia; boa regulação de tensão; estrutura compacta; Desvantagens: as indutâncias de dispersão aumentam o <i>stress</i> de tensão nas chaves; complexidade da fabricação de indutores acoplados (em relação a indutores normais).

Fonte: Adaptado de Revathi, Prabhakar (2016).

- **Conversores Intercalados** - Esta classe de conversores apresenta ondulação de corrente de entrada baixa, pois associa conversores em paralelo, ajudando a distribuir a corrente e os esforços de tensão nas chaves, alcançando assim uma alta eficiência e confiabilidade (TSENG; HUANG,), (TSENG *et al.*,).

Diante do exposto, decidiu-se aplicar a topologia proposta por (KIANPOUR; JABBARI; SHAHGOLIAN, 2016), na qual o emprego de indutores acoplados mostra-se adequado para elevar o ganho de tensão dos conversores baseados no *boost*; os circuitos grampeadores passivos utilizados reduzem os impactos de tensão sobre os semicondutores eficientemente. Essas características, juntamente com os reduzidos peso e volume, tornam esta topologia de conversor c.c./c.c. viável para serem empregados em aplicações fotovoltaicas na configuração microinversores (CARVALHO, 2018).

Figura 76 – Conversor *boost* com entrada intercalada e saída flutuante.

Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

5.2.2 Análise do conversor

A topologia do conversor de alto ganho a ser analisada é composta por dois módulos *boost* com indutor acoplado entrelaçados na entrada, e por dois circuitos de grampeamento (*clamp*) passivos, como mostra a Figura 76, em que:

- C_{FV} capacitor de entrada;
- L_{m1} e L_{m2} são as indutâncias de magnetização;
- l_{k1} e l_{k2} são as indutâncias de dispersão;
- r_1 e r_2 são as resistências dos enrolamentos;
- C_1 e C_2 são os capacitores de saída;
- S_1 e S_2 são os interruptores;
- $D_{out,1}$ e $D_{out,2}$ são os diodos de saída;
- C_{c1} e C_{c2} são os capacitores de grampeamento (capacitores do circuito *clamp*);
- e D_{c1} e D_{c2} são os diodos de grampeamento (diodos do circuito *clamp*).

Para elevar a tensão de entrada a níveis consideráveis e reduzir ondulação da corrente de entrada, os interruptores de ambos os módulos são controlados por sinais com mesma razão cíclica, $d \geq 0.5$, porém defasados de 180° entre si. Essas condições impõem aos interruptores

três possíveis combinações: $S_1 = on$ e $S_2 = on$; $S_1 = off$ e $S_2 = on$; e $S_1 = on$ e $S_2 = off$ (CARVALHO, 2018).

Etapas de Operação

Conforme apresentado na Tabela 16, durante um período de chaveamento, há dez etapas de operação (nove distintas) caracterizadas pelos estados de condução dos diodos e dos interruptores.

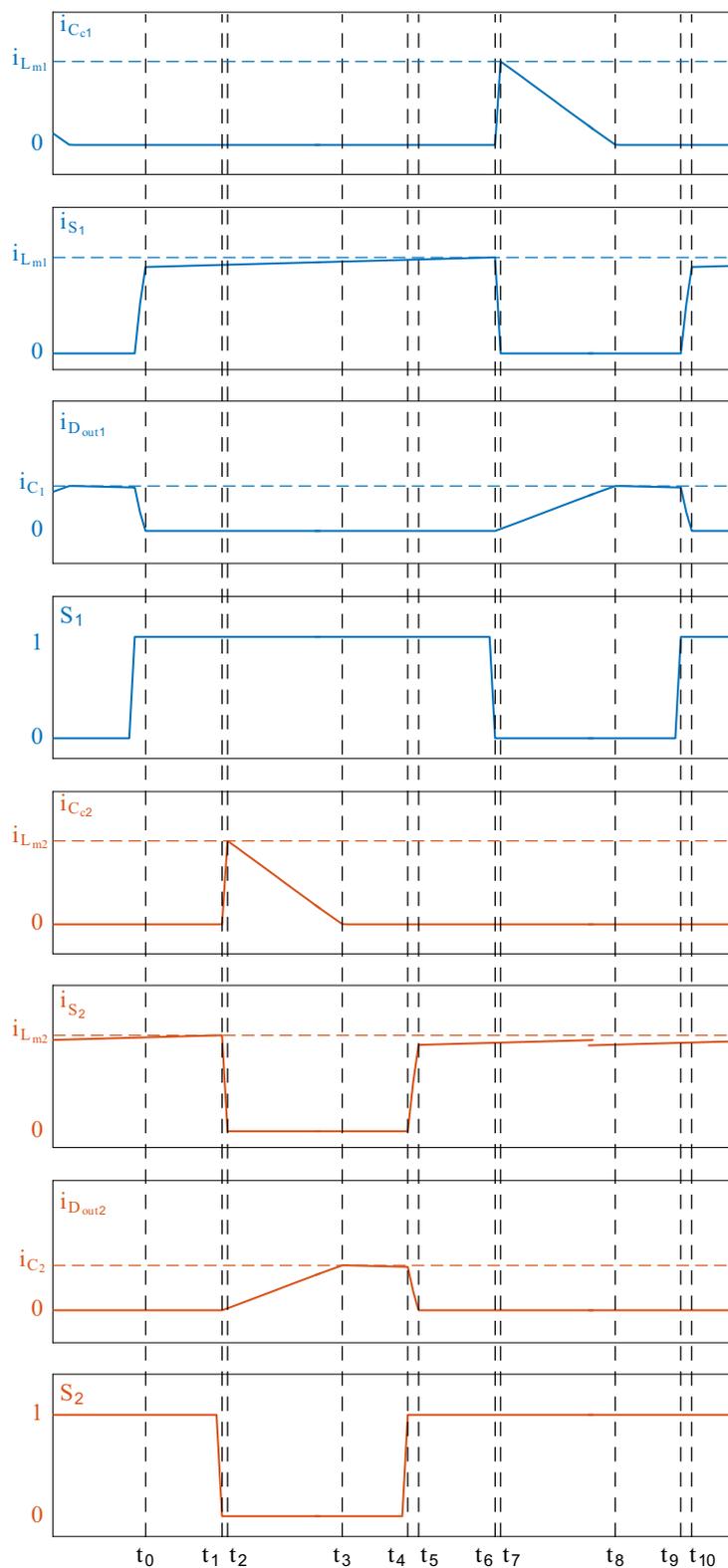
As principais formas de onda do conversor são mostradas na Figura 77 e descritas brevemente a seguir para cada etapa de operação em um período de chaveamento. Para facilitar a compreensão, o conversor c.c./c.c. é dividido em dois submódulos, o inferior e o superior, conforme apresentado na Figura 76. Também, sem perda de generalidade, as resistências de ambos os enrolamentos primários são desconsideradas.

Tabela 16 – Etapas de operação do conversor em um período de chaveamento.

Etapas	Intervalo de duração	Caracterização
Etapa 1	$d_1 = [t_0, t_1]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 2	$d_2 = [t_1, t_2]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = on$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 3	$d_3 = [t_2, t_3]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = on$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 4	$d_4 = [t_3, t_4]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 5	$d_5 = [t_4, t_5]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 6	$d_6 = [t_5, t_6]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 7	$d_7 = [t_6, t_7]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = on, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 8	$d_8 = [t_7, t_8]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = on, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$
Etapa 9	$d_9 = [t_8, t_9]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$
Etapa 10	$d_{10} = [t_9, t_{10}]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$

Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Figura 77 – Principais formas de onda.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

- **Etapa 1:** Em t_0 , os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e o diodo retificador $D_{out,2}$ reversamente polarizado. As indutâncias de magnetização, L_{m1} e L_{m2} , e de dispersão, l_{k1} e l_{k2} , são linearmente carregadas pela tensão de entrada. Neste intervalo, a Equação (52) é válida. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 78.

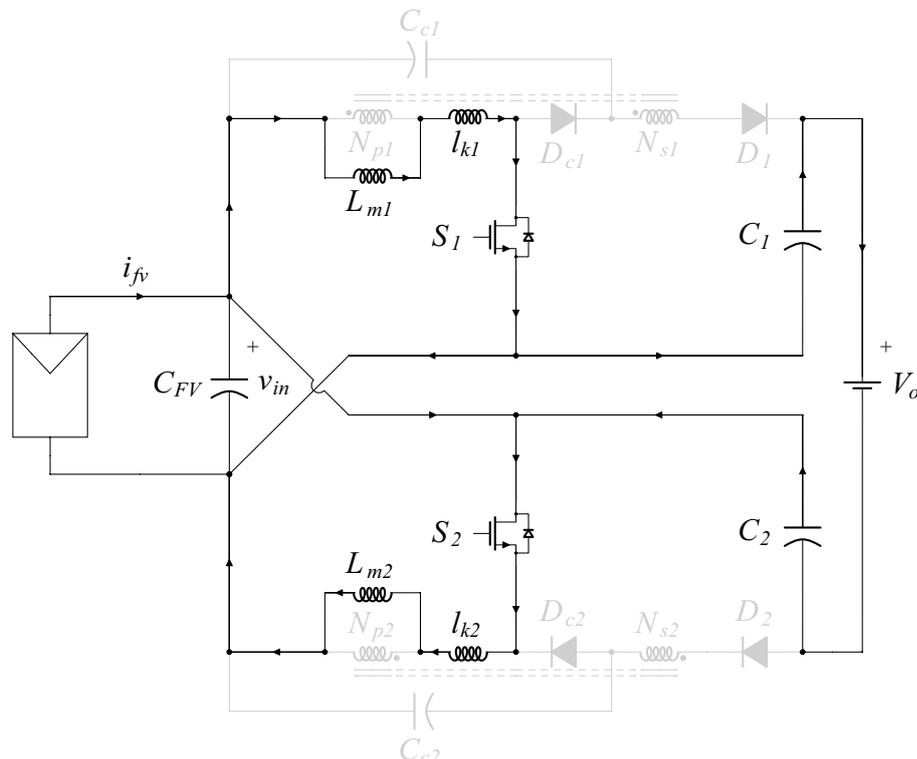
$$i_{L_{m2}}(t) = i_{l_{k2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{m2} + l_{k2}}(t - t_0). \quad (52)$$

- **Etapa 2:** Em t_1 , o interruptor S_2 é aberto. Sua tensão aumenta rapidamente até polarizar diretamente o diodo D_{c2} – em t_2 . Neste instante, a tensão sobre S_2 é dada pela Equação (53). Durante este intervalo, parte da energia armazenada em l_{k2} e L_{m2} é absorvida pelo capacitor *clamp* C_{c2} . Como consequência, a corrente em l_{k2} , $i_{l_{k2}}$, começa a decair. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 79. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

$$V_{S_2}(t_2) = V_{in} + V_{C_{c2}} \quad (53)$$

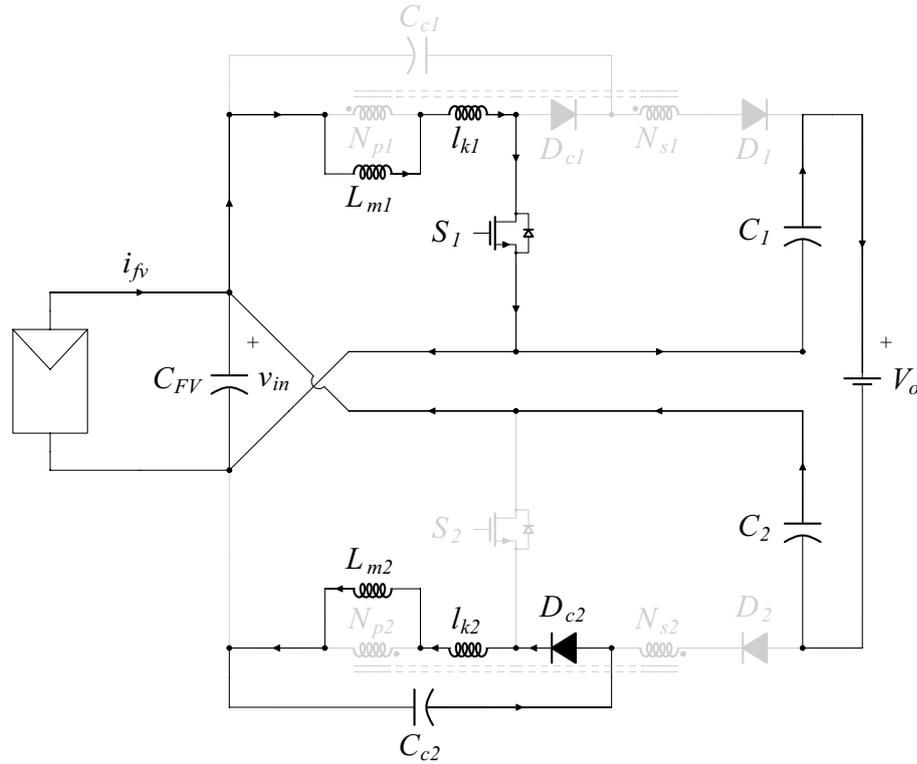
- **Etapa 3:** Em t_2 , C_{c2} é completamente carregado, polarizando o diodo de saída $D_{out,2}$ diretamente. A tensão do enrolamento secundário N_{s2} é refletida para o enrolamento primário N_{p2} – Equação (54). $i_{l_{k2}}$ decai até zero em t_3 , $i_{l_{k2}}(t_3) = 0$. Neste intervalo, as

Figura 78 – Etapa 1.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Figura 79 – Etapa 2.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

correntes $i_{L_{m2}}$ e $i_{l_{k2}}$ são dadas pelas Equações (55) e (56), respectivamente. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 80. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

$$V_{L_{m2}} = V_{N_{p2}} = \frac{V_{N_{s2}}}{n} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n}. \quad (54)$$

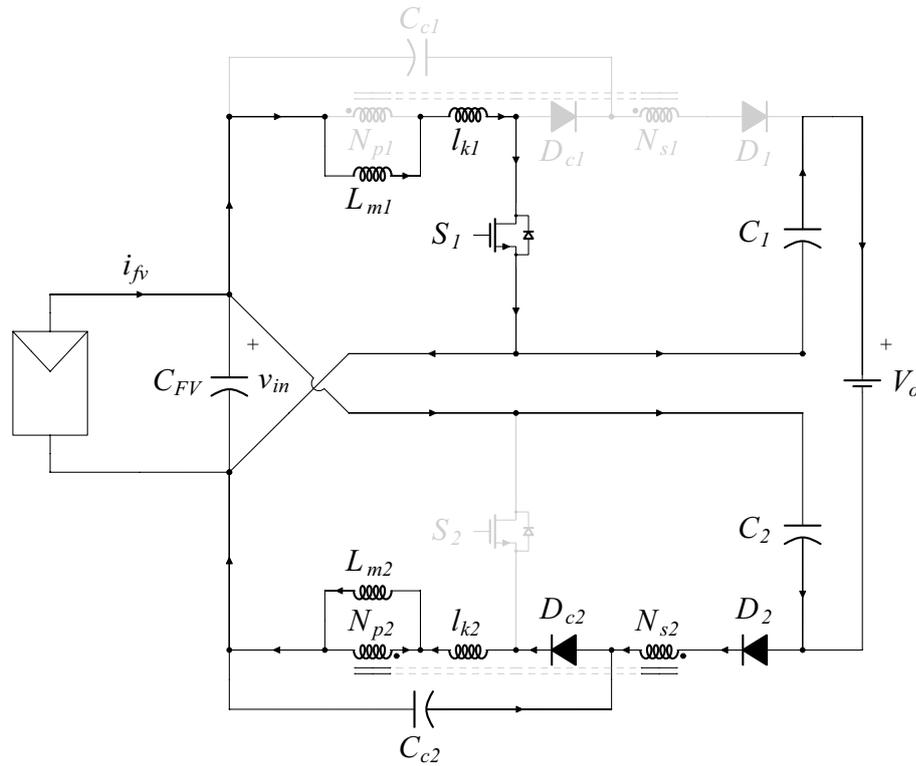
$$\dot{i}_{L_{m2}}(t) = \dot{i}_{L_{m2}}(t_2) - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{nL_{m2}}(t - t_2). \quad (55)$$

$$\dot{i}_{l_{k2}}(t) = \dot{i}_{L_{m2}}(t_2) - \frac{V_{C_{c2}} - \frac{1}{1+n}(V_{C_2} - V_{in})}{l_{k2}}(t - t_2). \quad (56)$$

- **Etapa 4:** Em t_3 , a corrente $i_{l_{k2}}$ decai a zero. Toda corrente de magnetização é refletida do enrolamento primário N_{p2} para o enrolamento secundário N_{s2} . Neste intervalo, as Equações (57), (58) e (59) são válidas. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 81. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

$$V_{L_{m2}} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n}. \quad (57)$$

Figura 80 – Etapa 3.



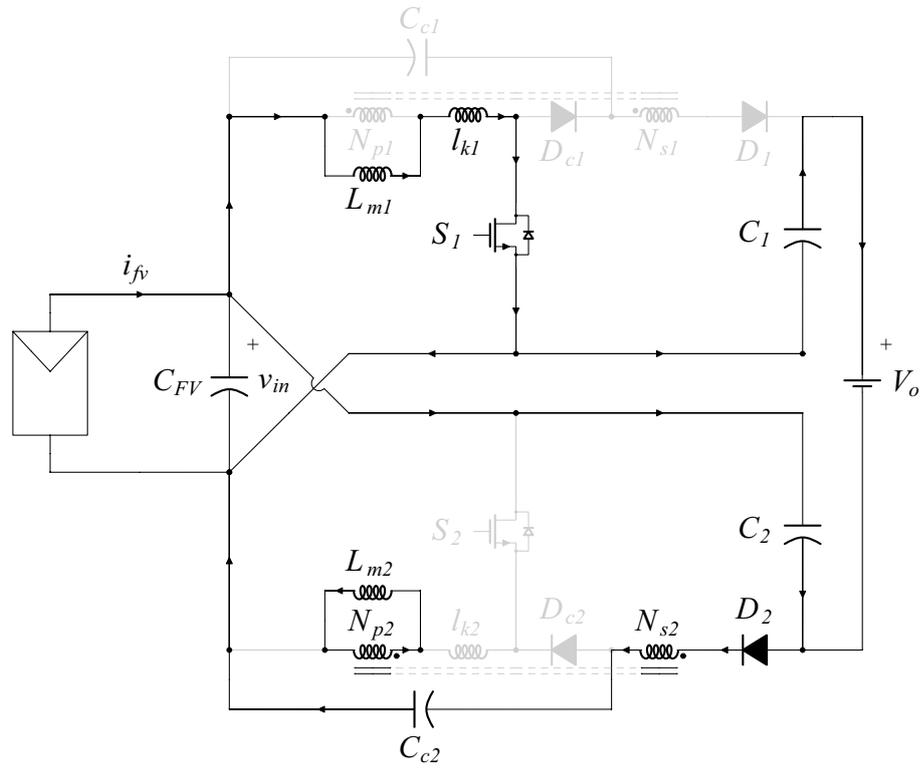
Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

$$i_{L_{m2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_3) - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{nL_{m2}}(t - t_3). \quad (58)$$

$$i_{D_2}(t) = \frac{i_{L_{m2}}(t_3)}{n} - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{n^2L_{m2}}(t - t_3). \quad (59)$$

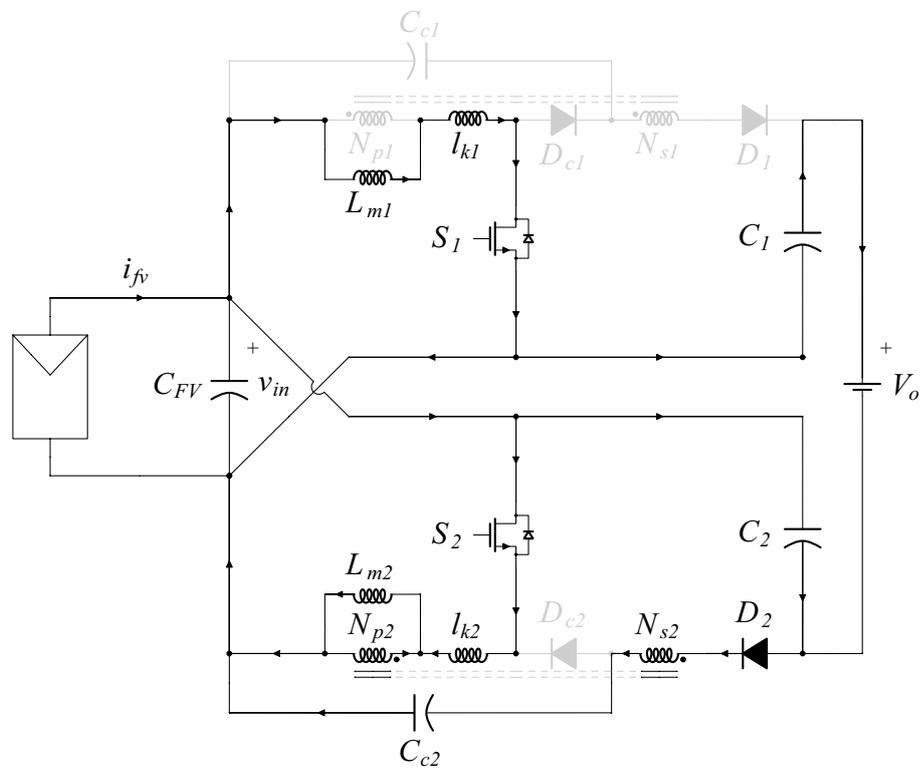
- **Etapa 5:** Em t_4 , o interruptor S_2 é fechado. A indutância de dispersão l_{k2} é rapidamente carregada pela soma das tensões de entrada, V_{in} , e da tensão do enrolamento secundário refletida, $\frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n+1}$, até que a corrente na indutância de dispersão se iguale a corrente de magnetização. Paralelamente, C_{c2} continua a descarregar até polarizar o diodo de saída $D_{out,2}$ reversamente. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 82. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .
- **Etapa 6:** Em t_5 , ambos os interruptores estão conduzindo. Esta etapa é equivalente à Etapa 1.
- **Etapa 7:** Em t_6 , o interruptor S_1 é aberto. Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 2 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.
- **Etapa 8:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 3 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.
- **Etapa 9:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 4 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.

Figura 81 – Etapa 4.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Figura 82 – Etapa 5.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

- **Etapa 10:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 5 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.

Deve ser notado que, independentemente do intervalo de operação, o capacitor de entrada, C_{FV} , está em série com os dois capacitores de saída, C_1 e C_2 , fazendo com que a tensão de saída, V_0 , seja sempre igual a $V_{C_1} + V_{C_2} - V_{in}$.

Operação em Regime Permanente

Para encontrar as expressões da tensão sobre os principais componentes do circuito e o ganho de tensão quando o conversor opera em regime permanente, são assumidas as seguintes hipóteses simplificadoras:

- todos os componentes são ideais;
- o acoplamento magnético dos indutores é perfeito, ou seja, não há dispersão;
- os correspondentes elementos magnéticos e capacitivos de cada módulo *boost* são idênticos. Isto é, $L_{m1} = L_{m2}$ e $\frac{N_{s1}}{N_{p1}} = \frac{N_{s2}}{N_{p2}} = n$, e $C_1 = C_2$ e $C_{c1} = C_{c2}$;
- e as tensões sobre os capacitores de saída, V_{C_1} e V_{C_2} , e sobre os capacitores *clumper*, $V_{C_{c1}}$ e $V_{C_{c2}}$, são constantes.

Como consequência da condição imposta pelo segundo item, os valores das grandezas correspondentes em cada módulo *boost* são idênticos, possibilitando analisar apenas um dos módulos. Sendo assim, de modo a fazer uso dos intervalos de operação descritos na seção anterior, escolhe-se o módulo inferior.

Tensão Sobre os Capacitores

O valor da tensão sobre o capacitor de grameio $V_{C_{c2}}$ é obtido a partir da análise do circuito equivalente à Etapa $[t_2, t_3]$. Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões (LKT) à malha do módulo *boost* contendo C_{c2} , V_{in} e V_{C_2} , tem-se:

$$-V_{in} + V_{C_2} + nV_{L_{m2}} - V_{C_{c2}} = 0, \quad (60)$$

em que, nesta etapa,

$$V_{L_{m2}} = -V_{C_{c2}}. \quad (61)$$

Substituindo a Equação (61) na Equação (60), tem-se:

$$V_{C_{c2}} = \frac{V_{C_2} - V_{in}}{1 + n}. \quad (62)$$

O valor da tensão sobre os capacitores de saída é obtido a partir do cálculo da tensão média sobre o indutor L_{m2} , a qual, em regime permanente, é nula:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{L_{m2,on}} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_{L_{m2,off}} dt \right] = 0, \quad (63)$$

em que,

- para $S_2 = on$:

$$V_{L_{m2,on}} = V_{in}, \quad (64)$$

- e, para $S_2 = off$:

$$V_{L_{m2,off}} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n}. \quad (65)$$

Substituindo as Equações (64) e (65) na Equação (63), tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n} dt \right] = 0. \quad (66)$$

Definindo $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ e substituindo a Equação (62) na Equação (66), tem-se:

$$V_{C_2} = \frac{nD + 1}{1 - D} V_{in} = V_{C_1}. \quad (67)$$

Substituindo a Equação (67) na Equação (62), tem-se:

$$V_{C_{c2}} = \frac{D}{1 - D} V_{in} = V_{C_{c1}}. \quad (68)$$

Tensão Sobre os Semicondutores

A expressão para o cálculo da máxima tensão sobre o interruptor S_2 é obtida aplicando a LKT no instante em que ocorre o bloqueio do mesmo, t_2 . Nesse instante, tem-se:

$$V_{S_2} = V_{in} + V_{C_{c2}}. \quad (69)$$

Substituindo a Equação (68) na Equação (69), tem-se:

$$V_{S_2} = \frac{V_{in}}{1 - D} = V_{S_1}. \quad (70)$$

O diodo de saída D_2 é bloqueado em t_4 . Aplicando a LKT ao circuito nesse instante, tem-se:

$$V_{D_2} = -nV_{in} + V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}. \quad (71)$$

Substituindo as Equações (67) e (68) na Equação (71), tem-se:

$$V_{D_2} = -\frac{n}{1-D}V_{in}. \quad (72)$$

Também em t_4 a tensão sobre o diodo clumper D_{c2} é máxima. Aplicando a LKT ao circuito nesse instante, tem-se:

$$V_{D_{c2}} = -V_{in} - V_{C_{c2}}. \quad (73)$$

Substituindo a Equação (68) na Equação (73), tem-se:

$$V_{D_{c2}} = -\frac{1}{1-D}V_{in}. \quad (74)$$

Ganho de Tensão

Conforme mencionado anteriormente, independentemente do intervalo de operação, a expressão para o cálculo da tensão de saída, V_o , é dada por:

$$V_o = V_{C_1} + V_{C_2} - V_{in}. \quad (75)$$

Substituindo a Equação (67) na Equação (75), obtem-se a expressão para o cálculo do ganho de tensão do conversor:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + D(2n + 1)}{1 - D}. \quad (76)$$

5.2.3 Projeto dos Elementos Passivos e Semicondutores

O conversor c.c./c.c. deve ser projetado de modo a atender as especificações de entrada e de saída. Esta etapa é crítica, pois devem ser listadas todas as características desejadas a fim de se calcular os esforços e grandezas envolvendo todos os elementos de potência do conversor, utilizando-se das equações desenvolvidas ou citadas, desenvolvidas por outras fontes. Nesta etapa são escolhidos os componentes semicondutores de potência e são projetados os elementos magnéticos e capacitivos que serão confeccionados para obtenção de resultados desejados.

Na Tabela 17, são mostradas as especificações que foram levadas em consideração no projeto dos componentes do conversor estudado.

Baseando-se nessas especificações, foram projetados os elementos magnéticos e capacitivos que, por sua vez, foram utilizados para a obtenção dos resultados simulados e experimentais.

Tabela 17 – Especificações de projeto do conversor c.c./c.c.

Grandeza	Valor
Máxima potência de entrada	300 W
Tensão máxima de entrada	40 V
Tensão mínima de entrada	20 V
Mínima corrente de entrada	2 A
Máxima corrente de entrada	9 A
Tensão de saída	400 V
Ondulação máxima da tensão de saída	0,2 %
Ondulação máxima da corrente de magnetização	0,7 A
Frequência de chaveamento	100 kHz

Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

5.2.4 Projeto do Controlador

Dois modelos matemáticos foram desenvolvidos em espaço de estado para analisar comportamento dinâmico do conversor: um de oitava ordem, que, devido à presença de correntes descontínuas nas indutâncias de dispersão, é obtido utilizando o modelo médio para modo de condução descontínua; e outro de quarta ordem, desenvolvido utilizando a técnica modelo médio em espaço de estado. O controlador da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. foi então projetado de modo a permitir o seguimento do ponto de máxima potência (CARVALHO, 2018).

O modelo de oitava ordem apresenta resposta similar ao comportamento dinâmico do circuito, enquanto o de quarta ordem apresenta uma diferença de ganho e de frequência natural. Contudo, foi verificado através da resposta em frequência que ambos os modelos apresentam características semelhantes, sendo o de quarta ordem, portanto, utilizado para projetar o controlador da tensão de entrada em malha fechada (CARVALHO, 2018).

Substituindo os intervalos de duração d_1 , d_2 e d_3 , e as matrizes de estado, entrada, saída e transição direta (A , B , C e E , respectivamente) obtidas para cada etapa de operação no sistema

de equações (77), tem-se:

$$\begin{aligned}
 A_s &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{C_{FV}D - C_{FV} + CDn}{Cn(C+2C_{FV})} & -\frac{C_{FV} + C(Dn-D+1) - C_{FV}D}{Cn(C+2C_{FV})} \\ 0 & 0 & -\frac{C_{FV} + C(Dn-D+1) - C_{FV}D}{Cn(C+2C_{FV})} & -\frac{C_{FV}D - C_{FV} + CDn}{Cn(C+2C_{FV})} \\ \frac{D}{L_m} & \frac{Dn+1}{L_m(n+1)} & -\frac{DR}{L_m} & 0 \\ \frac{Dn+1}{L_m(n+1)} & \frac{D}{L_m} & 0 & -\frac{DR}{L_m} \end{bmatrix} \\
 B_s &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C+2C_{FV}} & 0 \\ \frac{1}{C+2C_{FV}} & 0 \\ 0 & -\frac{Dn+1}{L_m(n+1)} \\ 0 & -\frac{Dn+1}{L_m(n+1)} \end{bmatrix} \quad C_s = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D_s = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix} \\
 B_{ss} &= \begin{bmatrix} -\frac{I_{pv}(2n-1)}{2(C+2C_{pv})(2Dn-D+1)} \\ -\frac{I_{pv}(2n-1)}{2(C+2C_{pv})(2Dn-D+1)} \\ -\frac{D(\frac{V_o}{2} - V_{on}) - \frac{V_o}{2} + \frac{I_{FV}Rn}{2}}{L_m(4D^2n^2 - D^2 + 4Dn+1)} \\ -\frac{D(\frac{V_o}{2} - V_{on}) - \frac{V_o}{2} + \frac{I_{FV}Rn}{2}}{L_m(4D^2n^2 - D^2 + 4Dn+1)} \end{bmatrix} \quad D_{ss} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (77)$$

Reescrevendo o sistema de equações (77) de modo a incorporar a razão cíclica às entradas, tem-se:

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}} = A_p \hat{x} + B_p \hat{u}' \\ \hat{y} = C_p \hat{x} + E_p \hat{u}' \end{cases}, \quad (78)$$

em que $A_p = A_s$, $B_p = \begin{bmatrix} B_s \\ B_{ss} \end{bmatrix}$, $C_p = C_s$, $E_p = \begin{bmatrix} D_s \\ D_{ss} \end{bmatrix}$ e $\hat{u}' = [\widehat{i_{FV}} \ \widehat{v_o} \ \widehat{d}]^T$.

Aplicando a transformada de Laplace ao modelo c.a. linearizado reescrito no formato padrão – sistema de equações (78) –, obtém-se a matriz de transferência, que relaciona o vetor de entrada com o vetor de saída da seguinte forma:

$$G(s) = [C_p(sI - A_p)^{-1}B_p + E_p]. \quad (79)$$

Finalmente, reescrevendo a Equação (79) em termos das funções de transferência, tem-se:

$$v_{in}(s) = \begin{bmatrix} G_{1,4}(s) & G_{2,4}(s) & G_{3,4}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{FV}(s) \\ V_o(s) \\ D(s) \end{bmatrix}. \quad (80)$$

As funções de transferência $G_{1,4}(s)$, $G_{2,4}(s)$ e $G_{3,4}(s)$, quando expressas em termos dos parâmetros do circuito, são muito extensas para serem colocadas aqui. Porém, o *script* em Matlab® utilizado para gerar as mesmas, pode ser encontrado em (CARVALHO, 2018).

Para analisar a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais de quarta ordem desenvolvido, deve-se obter os valores numéricos das funções que relacionam a tensão de entrada do conversor c.c./c.c. com a razão cíclica – $G_{3,4}(s)$ – e com a corrente de entrada – $G_{1,4}(s)$. Utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 18 para computar essas funções de transferência, tem-se:

$$G_{3,4}(s) = \frac{-3.881 \cdot 10^4 s^3 - 1.921 \cdot 10^9 s^2 - 6.457 \cdot 10^{11} s - 1,404 \cdot 10^{16}}{s^4 + 377,1 s^3 + 3,678 \cdot 10^7 s^2 + 6,929 \cdot 10^9 s + 2,158 \cdot 10^{14}} \quad (81)$$

$$G_{1,4}(s) = \frac{9639 s^3 + 3,635 \cdot 10^6 s^2 + 7,109 \cdot 10^{10} s + 1,334 \cdot 10^{13}}{s^4 + 377,1 s^3 + 3,678 \cdot 10^7 s^2 + 6,929 \cdot 10^9 s + 2,158 \cdot 10^{14}} \quad (82)$$

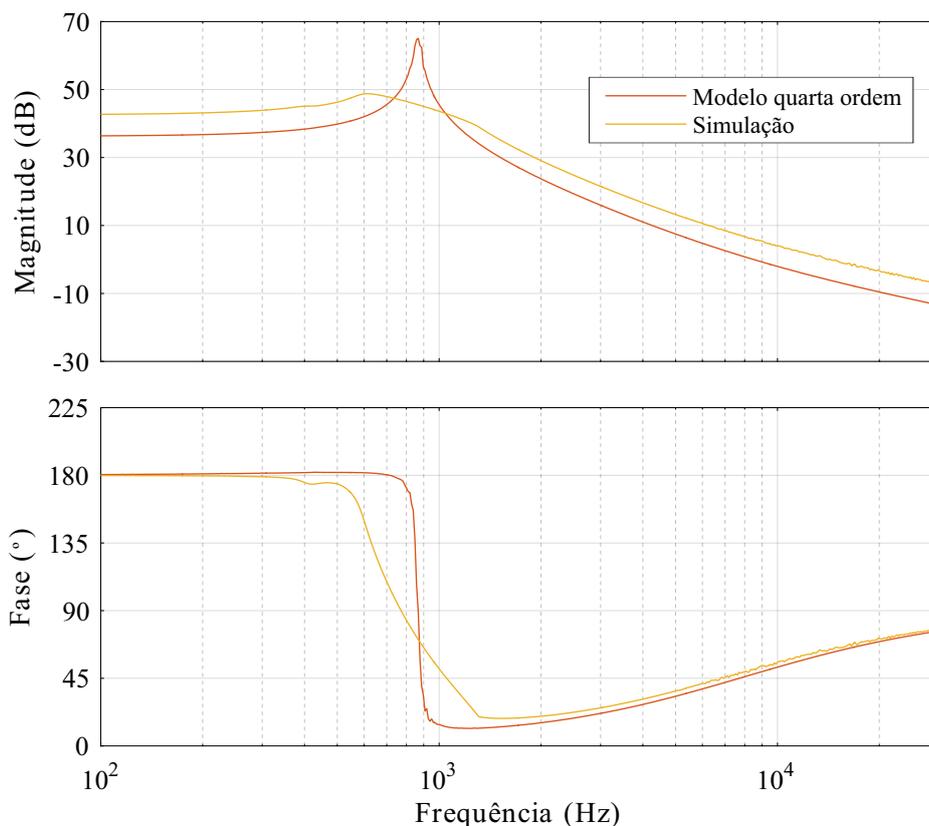
A resposta em frequência das funções de transferências dos modelos matemáticos que relacionam a saída do sistema com a razão cíclica, $G_{3,4}(s)$, e com a corrente de entrada, $G_{1,4}(s)$, estão apresentadas nas Figuras 83 e 84.

Por fim, conforme o exposto em (80), a tensão de entrada do conversor c.c./c.c., $v_{in}(s)$, é dependente da corrente de entrada, $I_{FV}(s)$, da tensão de saída, $V_o(s)$, e da razão cíclica. Em MICs c.c. conectados à rede, $v_{in}(s)$ e $I_{FV}(s)$ variam lentamente, e $V_o(s)$ é controlada ou por um estágio de conversão c.c./c.a. que possa vir a existir, o pelo próprio controle da tensão do barramento c.c.. O fato é que as possíveis variações em $I_{FV}(s)$ e $V_o(s)$ podem ser representadas como distúrbios, sendo a tensão de entrada controlada exclusivamente pela razão cíclica, $D(s)$. Dessa forma, a única função de transferência necessária para o projeto do controlador é $G_{3,4}(s)$.

O rastreamento da tensão de entrada – referência constante, por variar lentamente – é facilmente obtido ao adicionar um controlador integral na malha direta. Porém, a ação integral, se

Tabela 18 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.

Parâmetro	Valor
Razão cíclica (D)	0,66
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutância de magnetização (L_m)	350 μH
Indutância de dispersão (l_k)	3 μH
Resistência dos enrolamentos (r)	0,1 Ω
Capacitor de entrada (C_{pv})	100 μF
Capacitores de saída (C)	7,5 μF
Capacitores do <i>clamp</i> (C_c)	10 μF
Carga (R_L)	442 Ω

Figura 83 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{3,4}(s)$.

Fonte: Obtida de simulação.

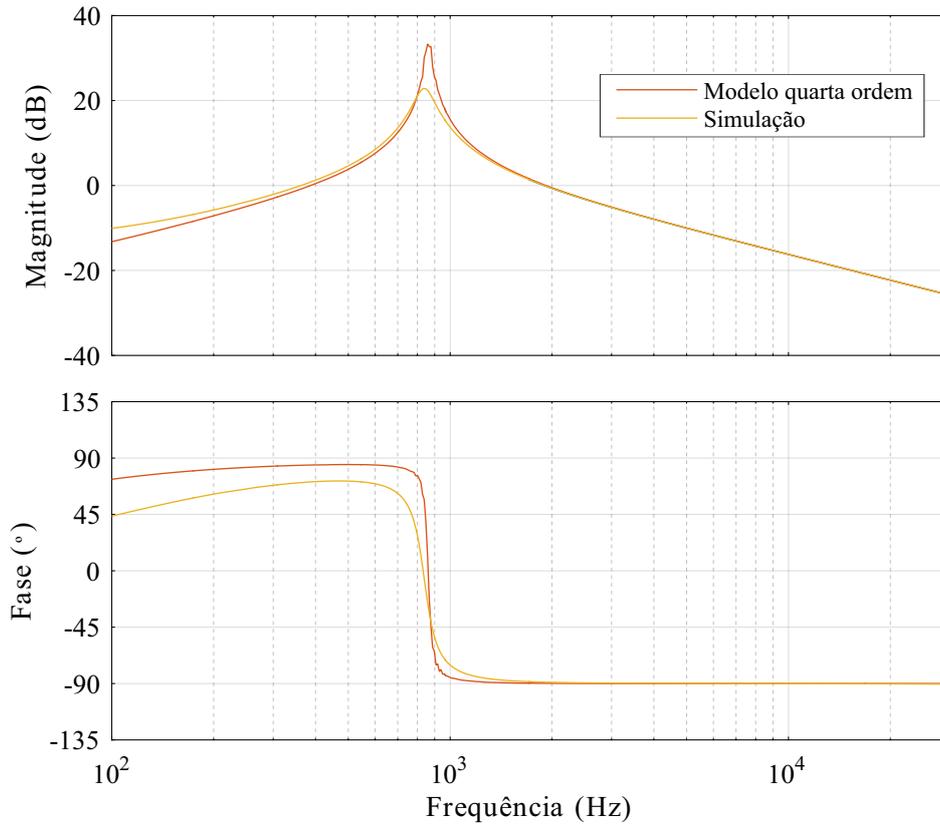
aplicada isoladamente, tende a diminuir as margens de estabilidade do sistema. Uma alternativa para contrapor esse efeito é adicionar uma ação proporcional em paralelo à ação integral, constituindo, dessa forma, o controlador proporcional-integral (PI) (OGATA, 2011). Também, de acordo com o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM,), um sistema em malha fechada segue seu sinal de referência, sem erro em regime permanente, quando o modelo matemático dessa referência está incluído no sistema realimentado. O diagrama de blocos do sistema de controle com essas considerações está representado na Figura 85.

O controlador PI da tensão de entrada foi projetado de modo a obter margem de fase mínima de 20° e frequência de cruzamento por 0 dB de, aproximadamente, 5 kHz, essa última assim escolhida para que o sistema de controle não influencie na dinâmica de algoritmos de MPPT (geralmente de banda passante menor que 100 Hz) e para atenuar ruídos em uma maior faixa espectral quando comparada às frequências de cruzamento típicas (quatro à dez vezes menor que a frequência de chaveamento) (CARVALHO, 2018). Vale ressaltar que, embora esse valor de 5 kHz possa ser considerado elevado para uma malha de dinâmica lenta, em contrapartida ele é vinte vezes menor que a frequência de chaveamento. A função de transferência do controlador projetado para atender a esses requisitos é apresentada a seguir:

$$C(s) = -0,2984 \times \frac{s + 628}{s}. \quad (83)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta (FTMA) para

Figura 84 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{1,4}(s)$.



Fonte: Obtida de simulação.

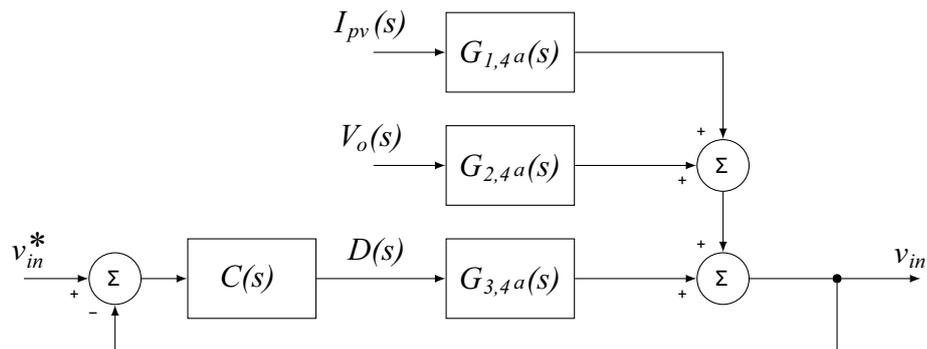
$G_3(s) = G_{3,4}(s)$ está apresentado na Figura 86.

Para propósitos de implementação digital, o controlador da Equação (83) foi discretizado (neste trabalho pelo método de Tustin), resultando em:

$$C(z) = \left(k_p + \frac{k_i T_s}{z - 1} \right), \tag{84}$$

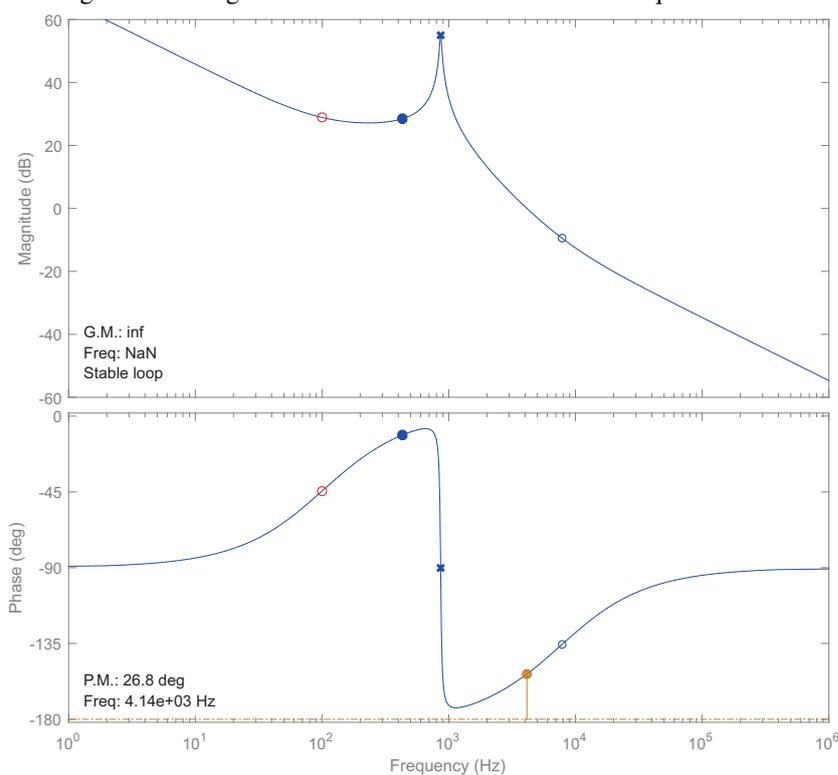
em que $k_p = -0,2984$ e $k_i T_s = -0,0018$, o que implica em $k_i = -180$, já que o período de chaveamento é de $10^{-5} s$. Também, para limitar a excursão da tensão de entrada à faixa $20 V < v_{in} < 40 V$, é adicionado um saturador com limite inferior de $d = 0,5$ e limite superior

Figura 85 – Diagrama de blocos do sistema de controle.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

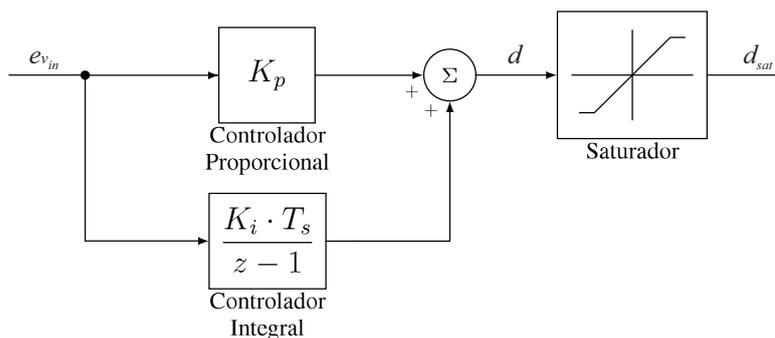
Figura 86 – Diagrama de Bode da FTMA – Modelo de quarta ordem



Fonte: Obtida de simulação.

de $d = 0,76$. O correspondente controle digital a ser implementado está representado na Figura 87.

Figura 87 – Controlador PI com saturador – implementação digital.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

5.3 Montagem Experimental

O objetivo desta seção é descrever o protótipo experimental utilizado nesta tese. Além disso, são mostrados os resultados de simulação e experimentais obtidos.

5.3.1 Descrição do Protótipo

O protótipo do conversor c.c./c.c. montado em laboratório – composto por blocos de potência, de medição, de alimentação e de controle – e suas especificações elétricas estão apresentados na Tabela 19 e na Figura 88, respectivamente.

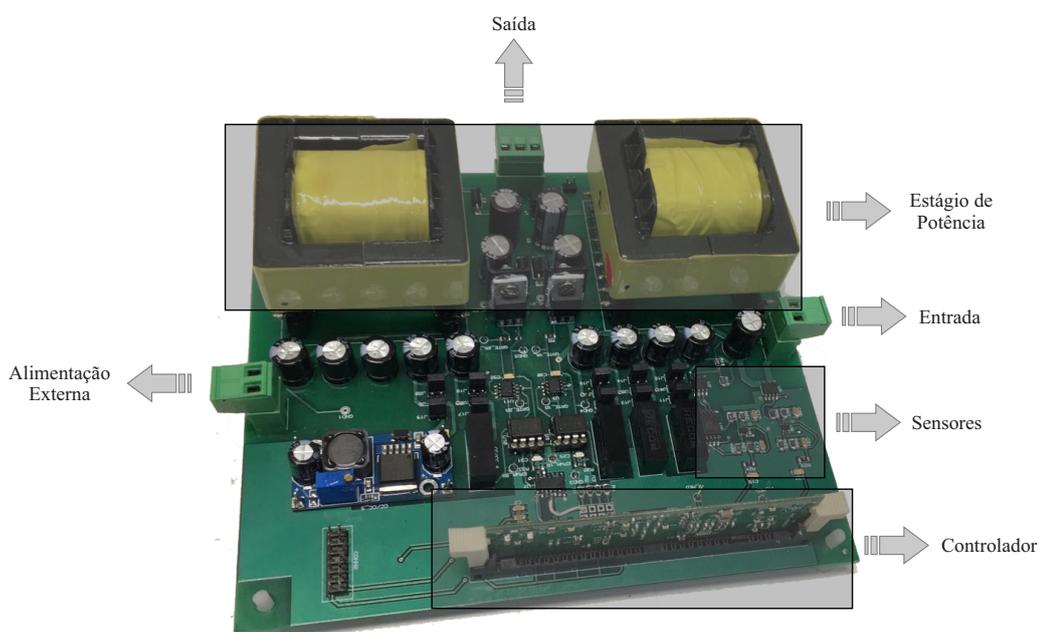
Tabela 19 – Especificações elétricas do protótipo.

Potência nominal de entrada	300 W
Corrente de entrada máxima	8 A
Tensão de entrada	20 ~ 40 V
Tensão de saída	400 V

Detalhes sobre o projeto e parâmetros construtivos dos indutores acoplados e o esquema elétrico dos sensores de tensão e de corrente podem ser encontrados em (CARVALHO, 2018).

Na Figura 89 está representado o diagrama do protótipo experimental desenvolvido em laboratório, onde pode ser visto que o conversor c.c./c.c. está conectado entre duas fontes de potência.

Figura 88 – Visão geral do protótipo – dimensões: comprimento 17,0 cm; largura 15,5 cm.

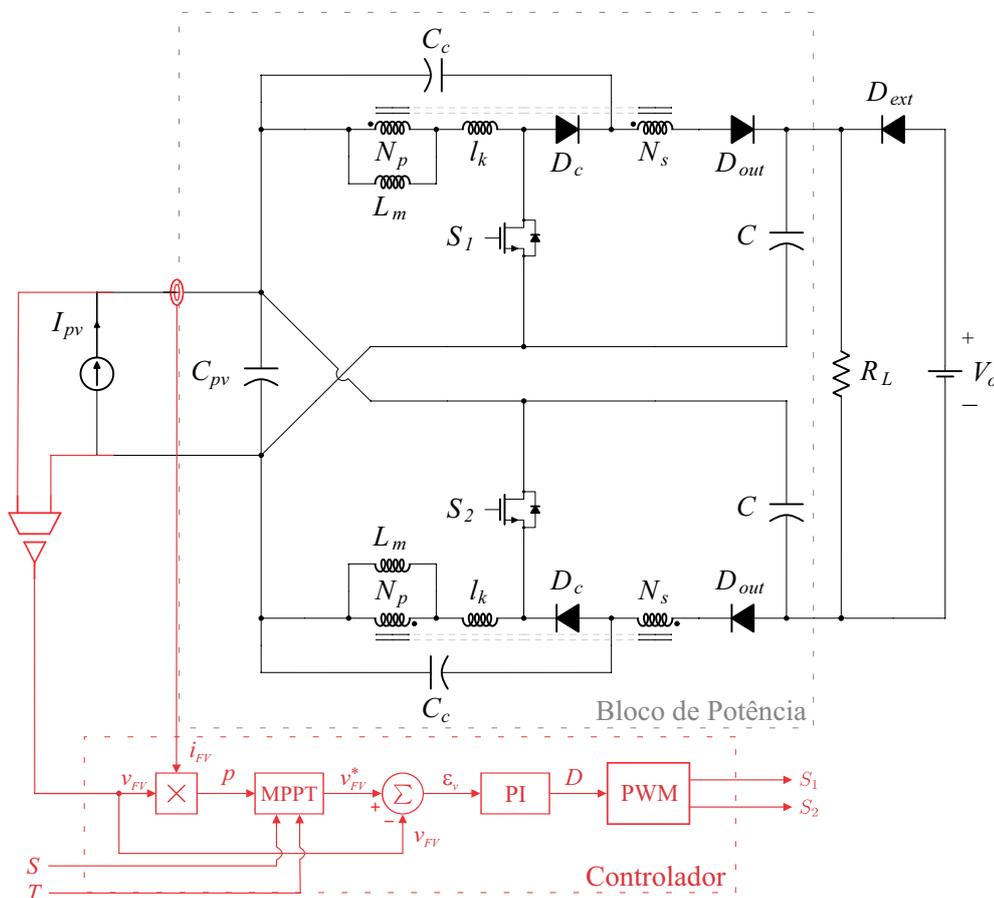


Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Tabela 20 – Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.

Descrição	Modelo
Controlador	Texas Instruments – TMS320F28335
Sensor de tensão	AMC 1301
Sensor de corrente	ACS 722
C_{c1} e C_{c2}	$10 \mu\text{F}$, 200 V – eletrolítico
C_1 e C_2	$10 \mu\text{F}$, 400 V – eletrolítico
C_{FV}	$100 \mu\text{F}$, 50 V – eletrolítico
R_L	442Ω
S_1 e S_2	IPP320N20N3 (MOSFET) 200 V, 34 A
$D_{out,1}$, $D_{out,2}$, D_{c1} e D_{c2}	STTH3R04 400 V, 3 A
Indutores acoplados	$350 \mu\text{H}$ - NEE-55/28/21 IP12R Thornton, 27/54

Figura 89 – Diagrama da estrutura experimental.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

A seguir, são apresentadas as premissas da montagem:

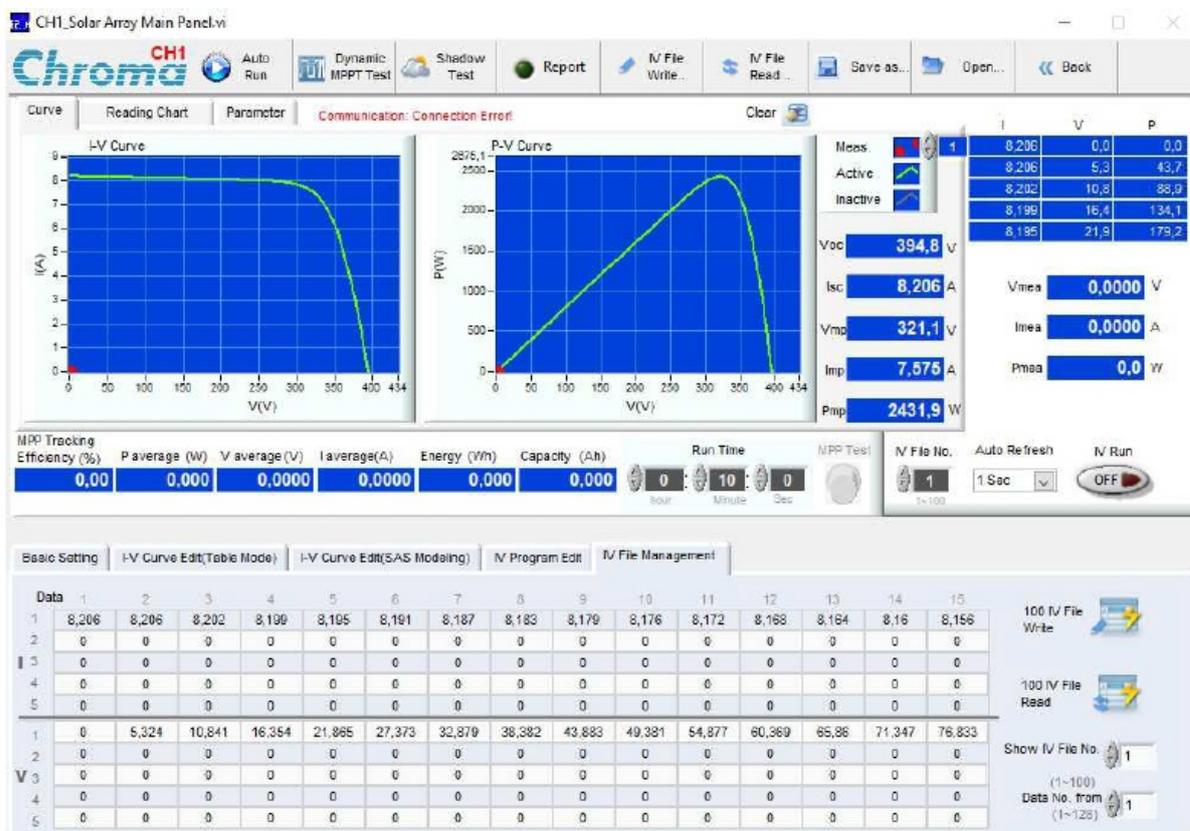
- O comportamento do painel fotovoltaico é emulado pela fonte c.c. da fabricante *Chroma*, (Figura 90), modelo de série 62050H-600S, que possui capacidade de 5 kW de potência, tensão de saída de 600 V e corrente de 8,5A. Nessa fonte é possível implementar as curvas características para cada nível de irradiância desejável por meio do *software* disponibilizado pelo próprio fabricante, Figura 91;
- A tensão de saída é mantida em 400 V para emular o barramento do inversor conectado à rede. Essa fonte é da *Magna-Power Electronics*, Figura 92. A tensão máxima de saída desta fonte é de 800 V e a corrente de saída é de 12A;
- A energia necessária para os serviços (funcionamento dos sensores de corrente e de tensão, optoacopladores e controlador digital) é fornecida por uma fonte c.c. externa programada em 24 V. Porém, alternativamente, essa energia pode ser fornecida pelo barramento c.c., configurando os *jumpers* para dividir a sua tensão igualmente por nove capacitores (CARVALHO, 2018);
- Entre a saída do conversor e a bateria há uma resistência, R_L , a qual é projetada para que a corrente circulante pela mesma atenda os limites da fonte e que a potência fornecida pelo painel fotovoltaico seja consumida. A potência na saída deve ser maior que a potência entregue pelo painel fotovoltaico. E, para garantir que não haja retorno de energia para a fonte na saída, há também um diodo de bloqueio (D_{ext}); e
- Para o controle do conversor c.c./c.c., foi utilizado um DSP (*Digital Signal Processor* - Processador Digital de Sinais) para receber os sinais dos sensores de tensão e corrente. As placas de condicionamentos de sinais pré-processam a informação analógica e a enviam para o DSP. A estratégia de controle é implementada em MATLAB/Simulink e gravada no DSP, que processa as variáveis medidas e calcula a ação de controle. Quando o controle é ativado, por meio da interface do DSP, o MPPT atua gerando as tensões de referência e gera um sinal de erro quando subtraído do sinal de tensão medida. Esse erro é enviado ao controlador PI, gerando o sinal do ciclo de trabalho, que por sua vez é enviado ao PWM. A frequência de atualização de V_{ref} foi definida como 50 Hz, o que equivale a um tempo de execução de 20 ms para o algoritmo de MPPT.

Figura 90 – Vista frontal da fonte *Chroma*.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Figura 91 – Tela principal do *software* da fonte *Chroma* com um perfil de irradiância e temperatura.



Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

Figura 92 – Fonte *Magna-Power*.

Fonte: Adaptado de Carvalho (2018).

5.4 Avaliação do Funcionamento do MGNL Aplicado ao Algoritmo MPCC

Nesta Seção, o funcionamento do MGNL aplicado ao algoritmo MPCC é avaliado através da comparação com o algoritmo P&O.

5.4.1 Resultados de simulação

A simulação numérica do conversor serve como uma ferramenta auxílio de projeto dos circuitos de potência e de controle, onde é possível operar o conversor em diferentes condições de cargas e avaliar o projeto. Também é possível introduzir elementos parasitas que normalmente não são considerados no projeto, mas que acabam influenciando no funcionamento do conversor, como, por exemplo, indutâncias de dispersão.

A simulação do conversor foi realizada no ambiente Matlab® Simulink, pois apresenta um ambiente simples e de fácil integração, sendo possível simular o sistema fotovoltaico completo, desde o MGNL até o conversor c.c./c.c. Na Figura 89 é apresentado o conversor c.c./c.c. simulado, na qual o barramento c.c. da saída do conversor foi emulado através de uma fonte de tensão constante. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão apresentados na Tabela 21.

Vale salientar que, para propósitos de implementação prática (ensaio experimental), foi adicionado um diodo externo, D_{ext} , com a finalidade de garantir o fluxo unidirecional de potência (do barramento c.c. para a carga, R_L). Além disso, o valor da carga R_L é escolhido de modo que a mesma consuma, simultaneamente, as potências fornecidas pelo conversor e pelo barramento c.c..

A finalidade da simulação é demonstrar a superioridade do MPPT híbrido (MPCC) em relação a um MPPT heurístico (P&O). Pasa isso, o sistema fotovoltaico foi testado sob cinco

condições ambientais distintas, para que então o desempenho dos dois algoritmos de MPPT fosse comparado.

Essas cinco condições ambientais, escolhidas arbitrariamente, são originadas de curvas I-V reais do módulo mSi460A8, já estudado em capítulos anteriores e têm como objetivo avaliar os algoritmos de MPPT diante de diferentes pontos de operação que são impostos durante determinado intervalo de tempo. As principais informações sobre essas condições ambientais são apresentadas na Tabela 22.

Nas Figuras 93 e 94 são ilustrados os resultados dessa comparação. Pode-se ver, por exemplo, que embora a potência máxima real esteja bem próxima da potência máxima estimada para ambos os casos, o algoritmo P&O leva mais tempo atingir a tensão de referência real e, em alguns casos, não consegue atingi-la devido ao curto intervalo de tempo em que a condição ambiental perdurou. Isso faz com que o algoritmo se “perca” em determinados momentos, como pode ser visto nas últimas duas condições da Figura 93.

Já o algoritmo híbrido tem êxito em encontrar o ponto de máxima potência em menos tempo, gerando uma tensão de referência sempre próxima do valor esperado. Para se obter uma maior precisão nesse valor gerado, bastaria diminuir o valor do passo de tensão no fluxograma da Figura 74, acarretando, por outro lado, em um maior esforço computacional.

Tabela 21 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação.

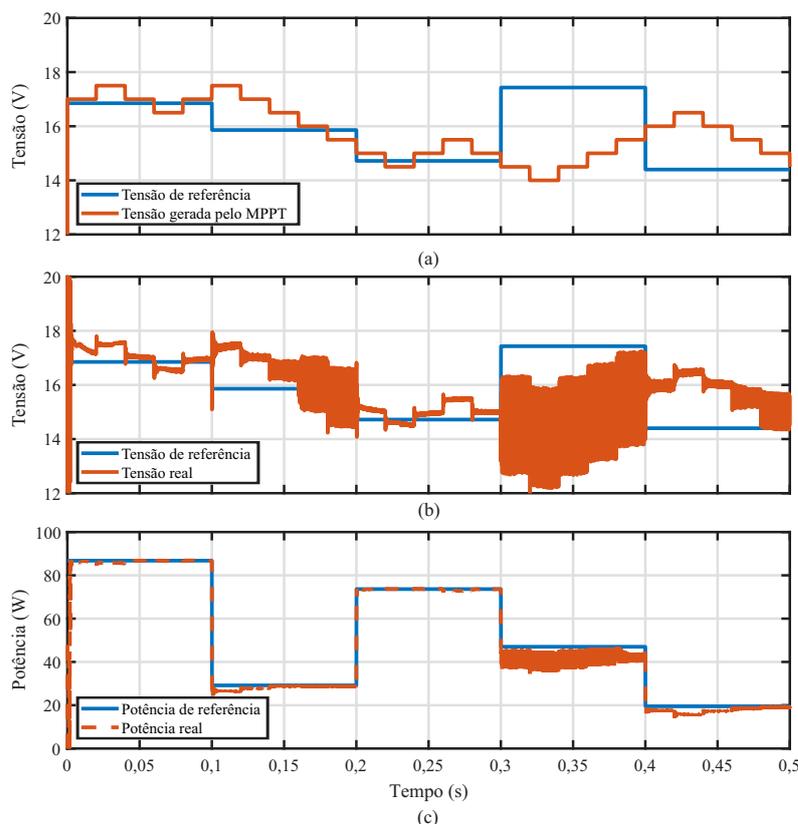
Parâmetro	Valor
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutâncias de magnetização (L_m)	350 μ H
Indutâncias de dispersão (l_k)	3 μ H
Capacitor de entrada (C_{FV})	100 μ F
Capacitores de saída (C)	10 μ F
Capacitores do <i>clamp</i> (C_c)	20nF
Carga (R_L)	442 Ω

Tabela 22 – Curvas I-V utilizadas na simulação.

Ordem da Curva	S (W/m ²)	T (°C)	V_{mp} (V)	P_{mp} (W)
1	1125	32	16,85	86,78
2	401	40	15,86	29,16
3	1061	57	14,72	73,64
4	587	22	17,43	47,01
5	288	59	14,4	19,49

Fonte: O Autor (2019).

Figura 93 – Resultados de simulação para o algoritmo P&O.



Fonte: O Autor (2019).

5.4.2 Resultados Experimentais

Já na bancada experimental, foram realizados testes semelhantes aos que foram feitos por simulação. A única diferença é que a frequência do MPPT foi reduzida para 5 Hz para que a visualização dos resultados não fosse comprometida.

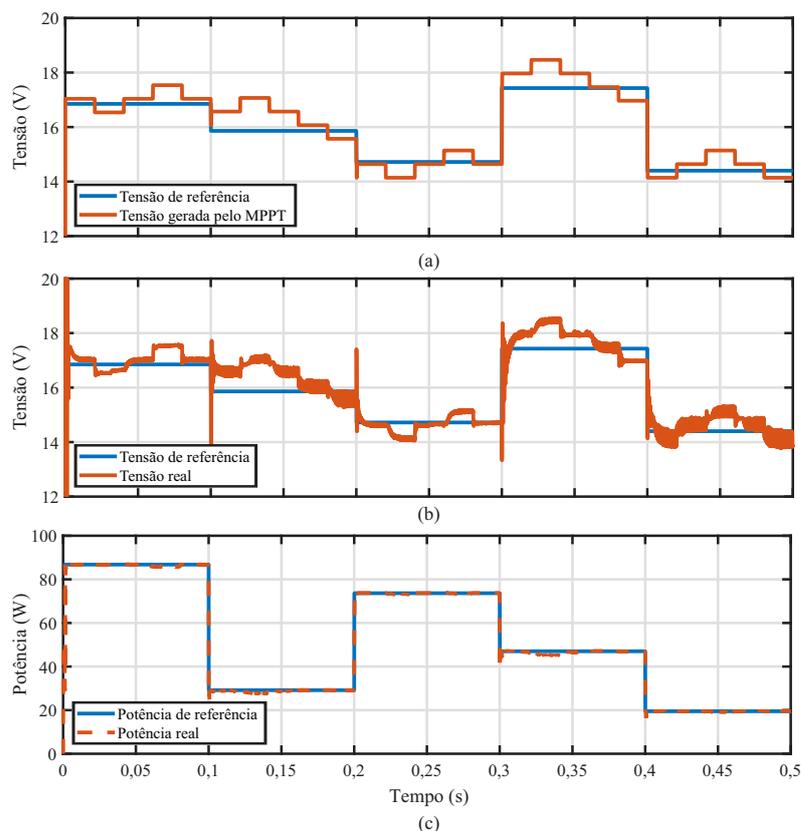
O primeiro teste, mostrado na Figura 95, teve como objetivo avaliar a inicialização dos algoritmos de MPPT, no qual as premissas são as seguintes: Considerando que o sistema esteja em regime permanente com 20,5 V no capacitor de entrada e sob as condições ambientais da curva 2 da Tabela 22, subitamente, o MPPT é ligado. É então feita uma comparação entre os tempos que os dois algoritmos levam para alcançar o ponto de máxima potência para essa condição ambiental.

Pode-se ver que, enquanto o algoritmo P&O demora aproximadamente 7,2 s para atingir o valor esperado de tensão, o algoritmo híbrido realiza a mesma tarefa em cerca de 2 s.

No segundo teste, mostrado na Figura 96, os algoritmos foram avaliados diante de uma transição de condições ambientais que ocasione em uma grande diferença entre os valores de V_{ref} , representado aqui pela transição entre as curva 5 para a curva 4 da Tabela 22. As configurações do osciloscópio para este teste foram as mesmas que as teste anterior.

Pode-se ver que, enquanto o algoritmo P&O demora aproximadamente 8,2 s para atingir o valor esperado de tensão, o algoritmo híbrido realiza a mesma tarefa em aproximadamente

Figura 94 – Resultados de simulação para o algoritmo MPCC.



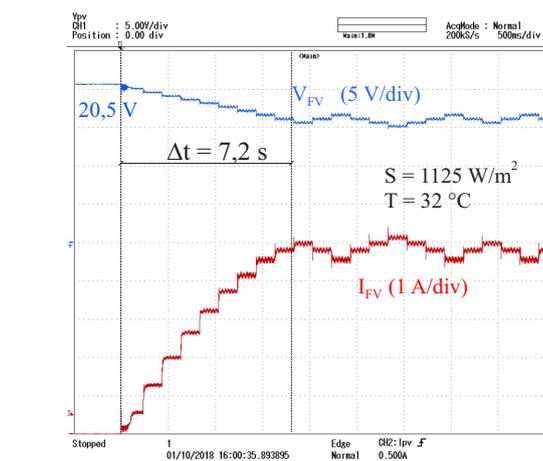
Fonte: O Autor (2019).

2,1 s.

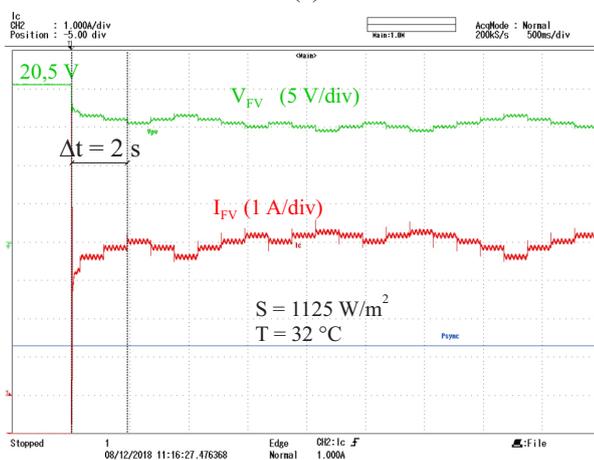
Por fim, o último teste, mostrado na Figura 97, é uma replicação do teste feito por simulação (Figura 94), na qual o MPPT híbrido foi testado para as cinco condições ambientais da Tabela 22. apesar de se constituir em um ensaio interessante, vale ressaltar que mudanças bruscas de temperatura não ocorrem na prática - isto ocorre apenas com a irradiância. No entanto, um ensaio contendo variações de irradiância sob temperatura constante (um ensaio mais “realista”) não produziria variações de V_{ref} significantes o suficiente para que pudessem ser analisadas no osciloscópio. Por isso, optou-se pelo ensaio “não realista”.

Pode-se concluir que os resultados são bastantes semelhantes, comprovando a eficácia do algoritmo.

Figura 95 – Teste de inicialização do MPPT: (a) Algoritmo P&O e (b) Algoritmo MPCC.



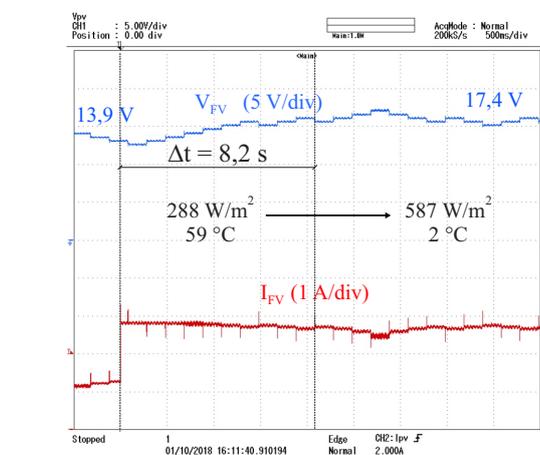
(a)



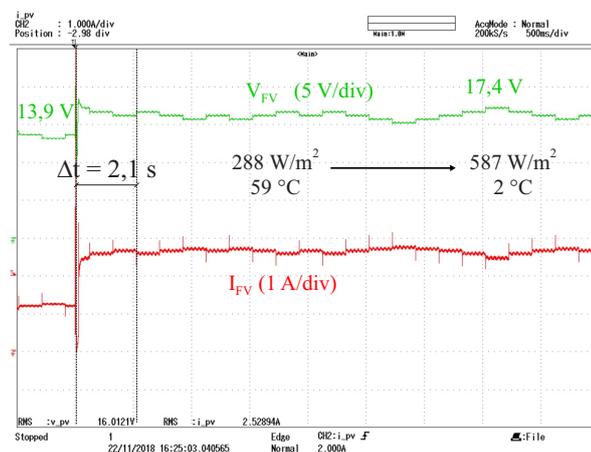
(b)

Fonte: O Autor (2019).

Figura 96 – Comparação do desempenho dos algoritmos de MPPT diante de uma grande variação em V_{ref} : (a) Algoritmo P&O e (b) Algoritmo MPCC.



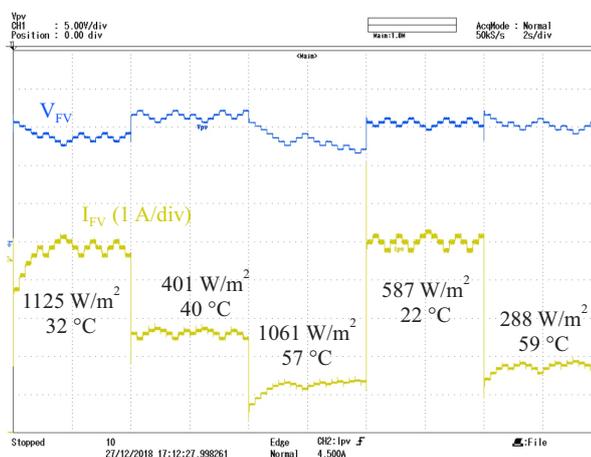
(a)



(b)

Fonte: O Autor (2019).

Figura 97 – Atuação do MPCC diante de cinco condições ambientais diferentes.



Fonte: O Autor (2019).

5.5 Resumo

Nesse capítulo, foi apresentado um exemplo de aplicação prática para o MGNL, consistindo em um sistema fotovoltaico autônomo, composto por um microconversor c.c./c.c. de alto ganho (KIANPOUR; JABBARI; SHAHGOLIAN, 2016), que por sua vez era controlado através de um algoritmo de MPPT híbrido baseado no modelo do módulo fotovoltaico (NASCIMENTO JÚNIOR, 2018).

Inicialmente, foram apresentados os princípios básicos dos algoritmos de MPPT, mostrando a sua importância nos sistemas fotovoltaicos e caracterizando o tipos existentes para, então, explicar a filosofia por trás do algoritmo estudado.

Quanto ao conversor, foi apresentada uma breve descrição, desde o seu princípio de funcionamento em regime permanente até o projeto do seu controlador, para que, por fim, fossem apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema.

A partir da avaliação do funcionamento do MGNL nestes resultados, é possível concluir que esta abordagem é capaz de trazer benefícios reais a sistemas fotovoltaicos sob condições em que os algoritmos de MPPT tradicionais são considerados ineficazes.

6 CONCLUSÕES

Esta tese se propôs a trazer algumas inovações na área de sistemas fotovoltaicos, buscando superar algumas limitações encontradas na literatura referente a este tema.

Inicialmente, no Capítulo 2, foram abordados os diversos aspectos que caracterizam um módulo fotovoltaico, abordando questões desde a radiação solar até a física dos semicondutores, de modo a explicar o princípio da geração de energia elétrica a partir da luz solar. Em seguida, foi realizada uma análise das principais características do circuito equivalente de diodo único. Por fim, foram apresentados os diversos fatores que influenciam as características elétricas de um módulo fotovoltaico.

A partir dessas informações, o Capítulo 3 tratou de discutir as diferentes abordagens para estimação dos parâmetros do circuito equivalente do modelo de diodo único a partir de uma condição ambiental específica. Nesse contexto, foi proposta a técnica PS-EMAP, baseada no erro absoluto em potência, com o objetivo de estimar mais precisamente os parâmetros do módulo fotovoltaico nesses casos. A eficiência da técnica PS-EMAP diante das demais técnicas analisadas foi demonstrada através da comparação da estimação de parâmetros a partir de curvas I-V experimentais e também a partir de curvas I-V oriundas de um módulo fotovoltaico de referência. Em contrapartida, ela apresenta a desvantagem de ser fortemente dependente do ponto inicial, podendo, em alguns casos, convergir para um mínimo local ao invés de encontrar a solução global. Por fim, foi visto que as técnicas existentes na literatura e a proposta neste trabalho ainda possuem algumas limitações, dentre as quais se destaca a necessidade de terem que ser executadas a cada mudança das condições ambientais, acarretando em um novo conjunto de parâmetros a cada execução. Voltando à abordagem do módulo fotovoltaico de referência, também foi possível realizar outras análises, tais como:

- Verificar a sensibilidade paramétrica dos cinco parâmetros de compoem o modelo de diodo único, onde pôde-se constatar que os parâmetros A , R_s e I_g possuem uma importância maior no processo de estimação;
- Definir diretrizes para o processo de estimação de parâmetros a partir de uma só curva I-V, dentre as quais pode-se citar:
 - A curva I-V deve possuir, no mínimo, 50 pontos;
 - Os pontos da curva I-V podem ter um passo variável;
 - Os instrumentos usados para medir a tensão e a corrente devem possuir uma tolerância de, no máximo, 5%.

Por fim, neste capítulo foi feita ainda uma análise do processo de caracterização das curvas I-V, de modo que foi concluído que a condição necessária para que uma curva I-V (seja ela oriunda a partir de *datasheet* ou experimental) possa ser usada no processo de estimação de parâmetros é que o processo de medição apresente alguma “Certificação de Módulos e Serviços Comerciais”. Sendo assim, de modo geral, pode-se concluir que todas essas avaliações apresentadas neste

capítulo, por ainda não terem sido feitas por nenhum trabalho na literatura, podem servir como balizadores para futuras propostas de técnicas.

No Capítulo 4, a técnica de estimação proposta foi usada para a elaboração de um modelo elétrico baseado no circuito de um diodo, o MGNL, que possui a capacidade de adaptar os valores dos seus parâmetros de acordo as variações nas condições ambientais. Este modelo aplica ainda uma técnica de estimação dos pontos de curto-circuito e circuito aberto (também proposta neste trabalho) que também se baseia no comportamento físico dos módulos fotovoltaicos. Através de um módulo fotovoltaico fictício, foram definidas algumas diretrizes referentes ao processo de estimação de parâmetros envolvendo várias curvas I-V, tais como:

- foram estimados, a partir de uma análise de sensibilidade paramétrica, os limites físicos para os parâmetros k_{Rs} , k_{Rp} , γ_{Rs} e γ_{Rp} ;
- são necessárias, no mínimo, 6 curvas I-V diferentes no conjunto de treinamento para que o processo de estimação seja satisfatório;
- dentre as curvas do conjunto de treinamento, é necessário haver pelo menos três valores diferentes de S e T ;
- a escolha da curva de referência pode ser arbitrária; e
- a exatidão dos sensores de S e T pode ser de até 3%.

Por fim, o modelo proposto foi validado através de resultados oriundos de quatro módulos de diferentes tecnologias, a partir dos quais pode-se concluir que o comportamento físico dos parâmetros do módulo fotovoltaico pode ser aproximado por um conjunto de equações algébricas, resultando em um modelo preciso e prático (uma vez que os parâmetros já tenham sido obtidos), já que pode ser aplicado em mais de uma condição ambiental sem a necessidade da execução do algoritmo de estimação sucessivas vezes, diferentemente do modelo de diodo único baseado nas técnicas de estimação existentes na literatura. Além disso, o modelo e técnica propostos mostraram boa versatilidade, pois podem ser implementados através de curvas tanto derivadas de *datasheets* quanto obtidas experimentalmente, podendo ainda representar o comportamento de vários tipos construtivos de módulos fotovoltaicos e dependendo do grau de precisão que se deseja no modelo, pode substituir o modelo de dois diodos sem que apresente desvios significativos. Por fim, apesar do processo de obtenção dos parâmetros ser realmente complexo, foi mostrado que os parâmetros estimados possuem uma validade de pelo menos um ano, esse processo custoso não precisa ser realizado frequentemente. Sendo assim, conclui-se que, tal abordagem, partindo desde o modelo de diodo único, ainda não havia sido feita na literatura, podendo assim servir como balizador para futuras propostas de modelos adaptativos feitos por outros pesquisadores.

No Capítulo 5, o MGNL foi aplicado em uma técnica híbrida de MPPT adaptada para este fim, validando sua utilidade comercialmente. Para isso, foi construído um MIC c.c. a ser integrado a um módulo fotovoltaico, onde a técnica de MPPT adaptada foi embarcada no microcontrolador (DSP), formando um sistema fotovoltaico completo.

Foram apresentados os princípios básicos dos algoritmos de MPPT, mostrando a sua

importância nos sistemas fotovoltaicos e caracterizando o tipos existentes para, então, explicar a filosofia por trás do algoritmo estudado. Quanto ao conversor, foi apresentada uma breve descrição, desde o seu princípio de funcionamento em regime permanente até o projeto do seu controlador, para que, por fim, fossem apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema. A partir da avaliação do funcionamento do MGNL nestes resultados, é possível concluir que os mesmos foram satisfatórios e que a proposta tem apelo comercial e em pesquisa nas mais diversas áreas de sistemas fotovoltaicos.

6.1 Trabalhos Futuros

Em seguida são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas à esta Tese:

1. Investigar outras formas de avaliação das técnicas de estimação de parâmetros, como por exemplo qual é a influência de erro de offset da tensão/corrente medidas, etc.;
2. Investigar outras equações que também possam representar o comportamento de R_s e R_p em relação à irradiância e à temperatura sem perder o significado físico;
3. Investigar as possíveis influências que os aspectos técnicos e construtivos dos módulos fotovoltaicos podem ter sob o MGNL;
4. Elaborar um modelo para módulos fotovoltaicos que englobe materiais cujo fator de idealidade possa ser maior que 2 (células multijunção - CPV), verificando se as equações que compõem o MGNL se mantêm inalteradas ou se necessitam de modificações;
5. Repetir a análise feita na subseção 5.4, comparando desta vez duas técnicas de MPPT baseadas em curva, realizando testes com curvas obtidas por outros modelos da literatura e pelo MGNL;
6. Simplificar a implementação do algoritmo MPCC híbrido, usando a equação da derivada nula no MPP para que seja necessário resolver apenas uma equação transcendental, diminuindo o esforço computacional do processo.

6.2 Publicações do Autor Associadas à Tese de Doutorado

A seguir são listadas as publicações associadas à tese que foram desenvolvidas pelo autor durante o período do seu doutorado (2015 a 2019).

6.2.1 Publicações em Periódicos Internacionais Qualis A1

- SILVA, E. A. et al. *An eight-parameter adaptive model for the single diode equivalent circuit based on the photovoltaic module's physics*. IEEE Journal of Photovoltaics, v. 7, n.

4, p. 1115 - 1123, July 2017. DOI: 10.1109/JPHOTOV.2017.2703778

6.2.2 Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais

- Carvalho, M. R. S., **Silva, E. A.**, Limongi, L. R., Bradaschia, F., Cavalcanti, M. C.. *Modelagem e Controle de um Conversor c.c./c.c. de Alto Ganho com Indutor Acoplado para Integração em Módulos Fotovoltaicos*. XXII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2018), Paraíba, Brasil, Setembro de 2018.

REFERÊNCIAS

- ABBASZADEH, D. *et al.* Elimination of charge carrier trapping in diluted semiconductors. **Nature Materials**, v. 15, p. 628 – 633, 2016.
- ACCARINO, J. *et al.* Symbolic algebra for the calculation of the series and parallel resistances in pv module model. In: International Conference on Clean Electrical Power, 2013, Alghero, Italy. **Proceedings [...]**. Alghero: IEEE, 2013. p. 62–66.
- AJAMI, A.; ARDI, H.; FARAKHOR, A. A novel high step-up dc/dc converter based on integrating coupled inductor and switched-capacitor techniques for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 8, p. 4255–4263.
- ALHAJRI, M. F. *et al.* Optimal Extraction of Solar Cell Parameters using Pattern Search. **Renewable Energy**, v. 44, p. 238–245, 2012.
- ALRASHIDI, M. R.; ALHAJRI, M. F.; EL-NAGGAR, A. K. A.-O. K. M. A new estimation approach for determining the I-V characteristics of solar cells. **Solar Energy**, v. 85, n. 7, p. 1543–1550, 2011.
- ARAB, A. H.; CHENLO, F.; BENGHANEM, H. M. Loss-of-load probability of photovoltaic water pumping systems. **Solar Energy**, v. 76, n. 6, p. 713–723, 2004.
- ARORA, J. D.; VERMA, A. V.; BHATNAGAR, M. Variation of series resistance with temperature and illumination level in diffused junction poly- and single-crystalline silicon solar cells. **Journal of Materials Science Letters**, v. 5, n. 12, p. 1210–1212, 1986.
- AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 2, p. 687–696, 2008.
- BAGHERI, A.; AMINI, F. Control of structures under uniform hazard earthquake excitation via wavelet analysis and pattern search method. **Structural Control Health Monitoring**, v. 20, p. 671–685, 2011.
- BATZELIS, E.; PAPATHANASSIOU, S. A Method for the Analytical Extraction of the Single-Diode PV Model Parameters. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 7, n. 2, p. 504–512, 2016.
- BATZELIS, E. I.; Routsolias, I. A.; PAPATHANASSIOU, S. A. An Explicit PV String Model Based on the Lambert W Function and Simplified MPP Expressions for Operation Under Partial Shading. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 5, n. 1, p. 301–312, 2014.
- BEAL, R. J.; POTTER, B. G.; SIMMONS, J. H. Angle of incidence effects on external quantum efficiency in multicrystalline silicon photovoltaics. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 4, n. 6.

BENSALEM, S.; CHEGAAR, M. Thermal behavior of parasitic resistances of polycrystalline silicon solar cells. **Revue des Energies Renouvelables**, v. 16, n. 1, p. 171–176, 2013.

BETTS, T. R. **Investigation of Photovoltaic Device Operation under Varying Spectral Conditions**. 2004, 134 f, Thesis (Doctor of Philosophy) — Loughborough University, Loughborough, 2004.

BONANNO, F. *et al.* A radial basis function neural network based approach for the electrical characteristics estimation of a photovoltaic module. **Applied Energy**, v. 97, p. 956–961, 2012.

BRITO, M. A. G. *et al.* Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, p. 1156 – 1167.

BROTZMANN, M.; VETTER, U.; HOFSSASS, H. Bn/zno heterojunction diodes with apparently giant ideality factors. **Journal of Applied Physics**, v. 106.

BÜHLER, A. J. **Determinação de parâmetros fotovoltaicos a partir de ensaios de curvas características sem iluminação**. 2007. 89 f. Dissertação (Mestrado) — PROMEC, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Sul, 2007.

CARRERO, C. *et al.* Accurate and fast convergence method for parameter estimation of PV generators based on three main points of the I-V curve. **Renewable Energy**, v. 36, p. 2972–2977, 2011.

CARVALHO, M. R. S. **Modelagem de Conversor c.c./c.c. de Alto Ganho Baseado no Boost com Indutor Acoplado e Entrada Intercalada para Integração em Módulos Fotovoltaicos**. 2018. 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco (UFPE), Recife, 2018.

CELIK, A. N.; ACIKGOZ, N. Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models. **Applied Energy**, v. 84, n. 1, p. 1–15, 2007.

CEPEL; CRESESB. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: CEPEL/CRESESB, 2014. 530 p.

CERNA, L.; BENDA, V.; MACHACEK, Z. A note on irradiance dependence of photovoltaic cell and module parameters. In: International Conference on Microelectronics, 28TH., 2012, Nis, Serbia. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2012. p. 273–276.

CERVellini, M. P. *et al.* Optimized Parameter Extraction Method for Photovoltaic Devices Model. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 4, p. 1959 – 1965, 2016.

CHAN, D.; PHILLIPS, J.; PHANG, J. A comparative study of extraction methods for solar cell model parameters. **IET Renewable Power Generation**, v. 29, n. 3, p. 329–337, 1986.

- CHIN, V. J.; SALAM, Z.; ISHAQUE, K. Cell modelling and model parameters estimation techniques for photovoltaic simulator application: A review. **Applied Energy**, v. 154, p. 500–519, 2015.
- CHOI, S. *et al.* Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived dc-dc high-gain transformer-less converter. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 168 – 180.
- COSTA, W. T. da *et al.* Identification of photovoltaic model parameters by Differential Evolution. In: 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology ,2010, Vina del Mar, Chile. **Proceedings [...]**. Vina del Mar, Chile. Quebec: IEEE, 2010. p. 931–936.
- CRISTALDI, L. *et al.* An improved model-based maximum power point tracker for photovoltaic panels. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 63, n. 1, p. 63 – 71.
- CRISTALDI, L. *et al.* Mppt definition and validation: A new model-based approach. In: IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2012, Graz, Austria. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2012. p. 594 – 599.
- CUCE, E.; CUCE, P. M.; BALI, T. An experimental analysis of illumination intensity and temperature dependency of photovoltaic cell parameters. **Applied Energy**, v. 111, p. 374–382, 2013.
- DALIENTO, S. *et al.* An approach to the measurement of shunt resistance of individual subcells in thin-film tandem devices. **Progress in Photovoltaics**, v. 23, p. 194–200.
- DALLANESE, E. *et al.* Optimal Dispatch of Residential Photovoltaic Inverters Under Forecasting Uncertainties. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 1, p. 350–359, 2015.
- DING, J.; CHENG, X.; FU, T. Analysis of series resistance and P-T characteristics of the solar cell. **Vacuum**, v. 77, n. 2, p. 163–167, 2005.
- EDDINE, N. *et al.* Parameter estimation of photovoltaic modules using iterative method and the lambert w function: A comparative study. **Energy Conversion and Management**, v. 119, n. 1, p. 37 – 48.
- EL-BASIT, W. A.; EL-MAKSOOD, A. M. A.; SOLIMAN, F.-M. Mathematical Model for Photovoltaic Cells. **Leonardo Journal of Sciences**, v. 23, p. 13–28, 2013.
- ENERGYSAGE. **Comparing microinverters vs. power optimizers**. 2018. Disponível em: <<https://www.energysage.com/solar/101/microinverters-vs-power-optimizers/>>. Acesso em: 11 de março 2019.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)**. Boulder, Colorado: Springer, 2001. 883 p.

- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, 2007.
- FARDOUN, A. A.; ISMAIL, E. H. Ultra step-up dc–dc converter with reduced switch stress. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 5, p. 2025 – 2034.
- FENG, M. *et al.* Non-isolated dc-dc converter with high voltage gain. In: IEEE Innovative Smart Grid Technologies, 2016, Melbourne, Australia. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2016. p. 730–734.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle for linear multivariable regulators. **Applied Mathematics and Optimization**, v. 2, n. 2, p. 170–194.
- GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 146, n. 2, p. 193–200, 1999.
- GREEN, M. A. *et al.* Solar cell efficiency tables (version 52). **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, 2018.
- GU, B. *et al.* Hybrid transformer zvs/zcs dc–dc converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2127–2136.
- HARTMANN, L. **Iluminação Noturna a Partir de Energia Solar: Geração, Armazenamento e Conversão Utilizando Inversores Fonte de Impedância Modificados**. 2013. 184 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2013.
- HOHM, D.; ROPP, M. Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms. **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, v. 11, 2003.
- HONGPENG, L. *et al.* The maximum power point tracking based on the double index model of pv cells. In: Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, Wuhan, China. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2009. p. 2113 – 2116.
- HONSBURG, C.; BOWDEN, S. **Photovoltaic Education Network**. 2013. Disponível em: <<https://www.pveducation.org/>>. Acesso em: 11 de março de 2019.
- HSIEH, Y.; CHEN, J. F.; LIANG T. ANG YANG, L. Novel High Step-Up DC-DC Converter for Distributed Generation System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1473–1482, 2013.
- HU, X.; GONG, C. A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter With Dual Coupled Inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1306–1317, 2015.

ISHAQUE, K.; SALAM, Z. An improved modeling method to determine the model parameters of photovoltaic (PV) modules using differential evolution (DE). **Solar Energy**, v. 85, n. 9, p. 2349–2359, 2011.

ISLAM, M. R.; RAHMAN, F.; XU, W. **Advances in Solar Photovoltaic Power Plants**. [S.l.]: Springer, 2016.

JORDEHI, A. R. Parameter estimation of solar photovoltaic (pv) cells: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 61, p. 354 – 371.

KARATEPE, E.; BOZTEPE, M.; COLAK, M. Neural network based solar cell model. **Energy Conversion and Management**, v. 47, n. 9-10, p. 1159–1178, 2006.

KASPER, M. *et al.* PV Panel-Integrated High Step-up High Efficiency Isolated GaN DC-DC Boost Converter. In: 35th International Telecommunications Energy Conference, Smart Power and Efficiency, 2013, Hamburg, Germany. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2013. p. 1–7.

KHAN, F.; BAEK, S.-H.; KIM, J. H. Intensity dependency of photovoltaic cell parameters under high illumination conditions: An analysis. **Applied Energy**, v. 133, p. 356–362, 2014.

KHAN, F.; SINGH, S. N.; HUSAIN, M. Effect of illumination intensity on cell parameters of a silicon solar cell. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, v. 94, p. 1473–1476, 2010.

KIANPOUR, A.; JABBARI, M.; SHAHGHOLIAN, G. High step-up floating-output interleaved-input coupled-inductor-based boost converter. In: 24TH Iranian Conference on Electrical Engineering, 2016, Shiraz, Iran. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2016. p. 1088–1093.

KOURO, S. *et al.* Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, p. 47–61, 2015.

KYOCERA. **High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module**. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5195.pdf>>. Acesso em: 11 marc co 2019.

KYOCERA. **Módulo Fotovoltaico Policristino de Alta Eficiência**. [S.l.], 2014.

LASNIER, F.; ANG, T. G. **Photovoltaic Engineering Handbook**. New York: Adam Hilger, 1990. 568 p.

LAZARD. **Lazard’s leveled costof energy analysis - version 12.0**. 2018. Disponível em: <<https://www.lazard.com/media/450773/lazards-levelized-cost-of-energy-version-120-vfinal.pdf>>. Acesso em: 15 de outubro 2019.

LEWIS, R. M.; TORCZON, V. Pattern search methods for linearly constrained minimization. **Society for Industrial and Applied Mathematics**, v. 10, n. 3, p. 917–941.

- LI, Q.; WOLFS, P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320 – 1333.
- LIANG, Z. *et al.* A High-Efficiency PV Module-Integrated DC/DC Converter for PV Energy Harvest in FREEDM Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 897–909, 2011.
- LIU, H. *et al.* Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 689 – 704.
- LUO, F. L. Positive output Luo converters: voltage lift technique. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 146, n. 4, p. 415–432, 1999.
- MAHMOUD, Y. *et al.* An enhanced mppt method combining model-based and heuristic techniques. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 7, n. 26, p. 576 – 585.
- MAHMOUD, Y. A.; XIAO, W.; ZEINELDIN, H. H. A Parameterization Approach for Enhancing PV Model Accuracy. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 12, p. 5708–5716, 2013.
- MARION, B. *et al.* Pattern search methods for linearly constrained minimization. In: IEEE 40TH Photovoltaic Specialist Conference, 2014, Denver, USA. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2014. p. 1362–1366.
- MARKS, N.; SUMMERS, T.; BETZ, R. Photovoltaic power systems: A review of topologies, converters and controls. In: 22nd Australasian Universities Power Engineering Conference, 2012, Bali, Indonesia. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2012. p. 1–6.
- MASOUM, M. A. S.; SARVI, M. Voltage and current based mppt of solar arrays under variable insolation and temperature conditions. In: 43RD International Universities Power Engineering Conference, 2008, Padova, Italy. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2008. p. 1–5.
- MATHEW, D. *et al.* Wind-driven optimization technique for estimation of solar photovoltaic parameters. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 8, n. 1, p. 248 – 256.
- MCEVOY, A.; MARKVART, T.; CASTANER, L. **Practical Handbook of Photovoltaics, 2nd Edition**. [S.l.]: Elsevier, 2011. 1268 p.
- MELO, E. G. **Geração Solar Fotovoltaica: estimativa do fator de sombreamento e irradiação em modelos tridimensionais de edificações**. 2012. 130 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.
- MERMOUD, A.; LEJEUNE, T. Performance assessment of a simulation model for PV modules of any available technology. In: 25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 2010, Valencia, Spain. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2010. p. 1–6.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. [S.l.]: Wiley, 2002. 883 p.

MUÑOZ, J.; LORENZO, E. Capacitive load based on igbts for on-site characterization of pv arrays. In: European Solar Conference, 2004, Freiburg, Germany. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2004. p. 1489–1497.

NASCIMENTO JÚNIOR, A. J. **Modelos de painéis fotovoltaicos e técnicas híbridas de seguimento do ponto de máxima potência para microgeração distribuída**. 2018. 155 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2018.

NAYAK, B. K.; MOHAPATRA, A.; MOHANTY, K. B. Parameters estimation of photovoltaic module using nonlinear least square algorithm: A comparative study. In: Annual IEEE India Conference, 2013, Mumbai, India. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2013. p. 1–6.

NEVES, G. M. **Influência do Espectro da Radiação Solar em Módulos Fotovoltaicos**. 2016. 240 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2016.

NISHIOKA, K. *et al.* Analysis of the temperature characteristics in polycrystalline si solar cells using modified equivalent circuit model. **Japanese Journal of Applied Physics**, v. 42, n. 12, p. 7175–7179, 2003.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011.

OLIVEIRA, K. C. **Avaliação da conversão da energia fotovoltaica em sistemas isolados**. 2007. 106 f. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, 2007.

ONS. **Capacidade instalada no SIN - 2018/2023**: Operador nacional do sistema elétrico. 2019. Disponível em: <<http://ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/o-sistema-em-numeros>>. Acesso em: 11 de març co 2019.

ORIOLO, A.; GANGI, A. D. A procedure to calculate the five-parameter model of crystalline silicon photovoltaic modules on the basis of the tabular performance data. **Applied Energy**, v. 102, p. 1160–1177.

PADILHA, F. J. C. **Topologias de Conversores CC-CC Não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltaicos**. 2011. 175 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

PAN, L. Analysis of photovoltaic module resistance characteristics. **International Journal of Engineering**, v. 26, n. 11, p. 1369–1376, 2013.

PIAZZA, M. C. D.; VITALE, G. **Photovoltaic Sources Modeling and Emulation**. Institute of Intelligent Systems for Automation, Palermo, Italy: Springer, 2002. 303 p.

PIERRET, R. F. **Semiconductor Device Fundamentals**. [S.l.]: United States of America: Addison-Wesley.

PILIOUGINE, M. *et al.* Modelling photovoltaic modules with neural networks using angle of incidence and clearness index. **Progress in Photovoltaics**, v. 23, n. 4, p. 513 – 523.

PRADHAN, R. **Development of New Parameter Extraction Schemes and Maximum Power Point Controllers for Photovoltaic Power Systems**. 2014. 200 f. Thesis (Philosophy in Electrical Engineering) — National Institute of Technology Rourkela, Rourkela, 2014.

PRUDENTE, M. *et al.* Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.

RAJASEKAR, N.; KUMAR, N. K.; VENUGOPALAN, R. Bacterial foraging algorithm based solar pv parameter estimation. **Solar Energy**, v. 97, p. 255–265, 2013.

RAMAN, M. S. *et al.* Physical model for the resistivity and temperature coefficient of resistivity in heavily doped polysilicon. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 53, n. 8, p. 1885 – 1892.

RAMOS, C. M. **Procedimentos para Caracterização e Qualificação de Módulos Fotovoltaicos**. 2006. 141 f. Dissertação (Mestrado em Energia) — Universidade De São Paulo, São Paulo, 2006.

REISI, A. R.; MORADI, M. H.; JAMASB, S. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 19, p. 433 – 443.

REITER, R. D. O. **Análise e Projeto de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Parcialmente Sombreados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), 2016.

REVATHI, B. S.; PRABHAKAR, M. Non isolated high gain dc-dc converter topologies for pv applications - a comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 66, p. 920–933.

ROMERO, B. *et al.* Circuitual Model Validation for S-Shaped Organic Solar Cells by Means of Impedance Spectroscopy. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 1, p. 234–237, 2015.

RÜHLE, K. *et al.* Evaluating Crystalline Silicon Solar Cells at Low Light Intensities Using Intensity-Dependent Analysis of I-V Parameters. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 3, p. 926–931, 2015.

SAH, C.-T.; NOYCE, R. N.; SHOCKLEY, W. Carrier generation and recombination in p-n junctions and p-n junction characteristics. **Proceedings of the IRE**, v. 45, n. 9, p. 1228–1243, 1957.

- SANTOS, C. A. dos. **Efeito Fotoelétrico**. 2003. Disponível em: <<http://www.if.ufrgs.br/einstein/efeitofotoeletricoindex.html>>. Acesso em: 11 març co 2019.
- SARAVANAN, S.; RAMESH, B. N. Maximum powerpointtrackingalgorithmsforphotovoltaicsystem - a review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 57, p. 192 – 204.
- SAUER, K. J.; ROESSLER, T.; HANSEN, C. W. Modeling the Irradiance and Temperature Dependence of Photovoltaic Modules in PVsyst. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 1, p. 152–158, 2015.
- SCHMITZ, L.; COELHO, R. F.; MARTINS, D. C. High step-up high efficiency dc-dc converter for module-integrated photovoltaic applications. **IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, p. 1–6, 2015.
- SCHOCKEY, W.; QUEISSER, H. J. Detailed balance limit of efficiency of pn junction solar cells. **Journal of Applied Physics**, v. 32, n. 3.
- SHARMA, P.; AGARWAL, V. Comparison of model based mppt and exact mppt for current equalization in partially shaded pv strings, 2013, Florida, USA. In: **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2013. p. 2948–2952.
- SHARMA, P.; DUTTAGUPTA, S. P.; AGARWAL, V. A Novel Approach for Maximum Power Tracking From Curved Thin-Film Solar Photovoltaic Arrays Under Changing Environmental Conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, 2014.
- SHIVASHANKAR, S. *et al.* Mitigating methodsofpower fluctuation ofphotovoltaic(pv)sources - a review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 59, p. 1170–1184.
- SHONGWE, S.; HANIF, M. Comparative Analysis of Different Single-Diode PV Modeling Methods. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 3, p. 938–946, 2015.
- SILVA, E. A. **Técnicas de estimação de parâmetros de módulos fotovoltaicos**. 2015. 114 f. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, 2015.
- SILVA, E. A. *et al.* An eight-parameter adaptive model for the single diode equivalent circuit based on the photovoltaic module’s physics. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 7, n. 4, p. 1115 – 1123.
- SILVA, E. A. *et al.* Parameter Estimation Method to Improve the Accuracy of Photovoltaic Electrical Model. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 6, n. 1, p. 278–285, 2016.
- SITBON, M. *et al.* Dynamics of Photovoltaic-Generator-Interfacing Voltage-Controlled Buck Power Stage. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 5, n. 2, p. 633–640, 2015.

SOLAR, P. **Tipos de Painel Solar Fotovoltaico**. 2014. Disponível em: <www.portalsolar.com.br/tipos-de-painel-solar-fotovoltaico.html>. Acesso em: 11 de março 2019.

SOLAR, P. **Seguidor Solar – Tracker: Vantagens e Desvantagens Parte 1**. 2019. Disponível em: <<https://www.portalsolar.com.br/blog-solar/painel-solar/seguidor-solar---tracker-vantagens-e-desvantagens-parte-1.html>>. Acesso em: 15 de outubro 2019.

SOLAR, U. **What are the Most Efficient Solar Panels?** 2015. Disponível em: <<http://understandsolar.com/which-solar-panels-are-the-most-efficient/>>. Acesso em: 1 de junho 2017.

SOON, J. J.; LOW, K. S. Photovoltaic Model Identification Using Particle Swarm Optimization With Inverse Barrier Constraint. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 9, p. 3975–3983, 2012.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 89 – 98.

SYSTEMS, M. C. . **Silicon Irradiance Sensor**. 2019. Disponível em: <<https://www.mbcontrol.com/silicon-irradiance-sensor/>>. Acesso em: 15 de outubro 2019.

TOFOLI, F. L.; PEREIRA, D. C.; PAULA W. J. ANG JÚNIOR, D. S. O. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, 2015.

TOLMASQUIM, M. T. **Energia Renovável: Hidráulica, Biomassa, Eólica, Solar e Oceânica**. EPE: Rio de Janeiro: [s.n.], 2016. 452 p.

TOLMASQUIM, M. T.; GUERREIRO, A.; GORINI, R. Matriz energética brasileira: uma perspectiva. **Centro Brasileiro de Análise e Planejamento (Cebrap)**, Novembro 2007.

TRENBERTH, K. E.; FASULLO, J. T.; KIEHL, J. **Earth’s global energy budget**. **Bulletin of the American Meteorological Society**. 2009. Disponível em: <http://www.cgd.ucar.edu/cas/Trenberth/trenberth.papers/TFK_bams09.pdf>. Acesso em: 11 de março 2019.

TSENG, K.-C. *et al.* High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 9, p. 4696–4703.

TSENG, K.-C.; HUANG, C.-C. High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1311–1319.

TSENG, K.-C.; LIN, J.-T.; HUANG, C.-C. High step-up converter with three-winding coupled inductor for fuel cell energy source applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 574–581.

VIGHETTI, S.; FERRIEUX, J. P.; LEMBEYE, Y. Optimization and Design of a Cascaded DC/DC Converter Devoted to Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 2018–2027, 2012.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, 2009.

VITORINO, M. A. *et al.* Using the model of the solar cell for determining the maximum power point of photovoltaic systems. In: European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, Aalborg, Denmark. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2007. p. 1–10.

WANG, W. *et al.* Fault Diagnosis of Photovoltaic Panels Using Dynamic Current-Voltage Characteristics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, 2016.

WANG, X. *et al.* A new method of mppt control based on the model of photovoltaic array. In: Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2011, Wuhan, China. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2011. p. 1–3.

WASYNEZUK, O. Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-102, n. 9, p. 3031–3037.

WORLD ENERGY COUNCIL. **World Energy Resources 2016**. London: World Energy Council, 2017. 1028 p.

XIAO, W.; DUNFORD, W. G.; CAPEL, A. A novel modeling method for photovoltaic cells. In: IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004, Aachen, Alemanha. **Proceedings [...]**. Quebec: IEEE, 2004. p. 1950–1956.

ZHU, M.; LUO, F. L. Implementing of Developed Voltage Lift Technique on SEPIC, C_{uk} and Double-Output DC-DC Converters. **2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, p. 674–681, 2007.

ZHU, X. *et al.* Extended Switched-Boost DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor/Switched-Inductor Cells for High Step-up Conversion. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 1020–1030, 2016.

APÊNDICE A – AVALIAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE DIODO ÚNICO ATRAVÉS DE UM MODELO DE REFERÊNCIA

Com o objetivo de realizar uma análise mais aprofundada sobre as características elétricas do circuito equivalente de diodo único, foi criado um modelo de referência cujos parâmetros já são previamente conhecidos. Com isso, será possível não só avaliar a eficácia das técnicas de estimação como também verificar o quão sensível é o modelo em relação à variação de cada parâmetro. Para o modelo de referência, foi tomado como referência o módulo KD250GH da Kyocera, o qual teve seus parâmetros estimados a partir da técnica PS-EMAP para uma curva I-V que representa o STC. Na Tabela A.1, são comparados os valores dos parâmetros do módulo KD250GH real e do modelo de referência.

Vale ressaltar que a grande diferença mostrada para o parâmetro I_{sat} é devida ao fato de que o mesmo é calculado a partir de 41. Então, por se tratar de um parâmetro muito sensível (como será visto adiante), as pequenas diferenças nos demais parâmetros se traduzem nesta considerável diferença para I_{sat} . Mesmo assim, os dois módulos apresentam praticamente o mesmo comportamento, como pode ser visto na Figura A.1.

A.1 Sensibilidade dos Parâmetros

A seguir, é mostrada a análise de cada um dos parâmetros que compõem o circuito equivalente, apresentando o seu significado físico e o seu peso no cálculo do EMAPN.

A.1.1 Sensibilidade em relação à resistência série

Este parâmetro está associado, para cada célula solar que compõe um módulo fotovoltaico, ao conjunto de resistências série (R_1 a R_8) mostradas na Figura 34 (b). No caso de um módulo,

Tabela A.1 – Comparação entre os parâmetros do módulo real e o modelo de referência

Parâmetro	Módulo Real	Modelo de referência
R_s (Ω)	0,321	0,320
R_p (Ω)	111,8	110,0
A	1,003	1,000
I_g (A)	9,094	9,030
I_{sat} (pA)	364	2,660
I_{sc} (A)	9,070	9,000
V_{oc} (V)	36,94	37,00
N_s	60	60

Fonte: O Autor (2019).

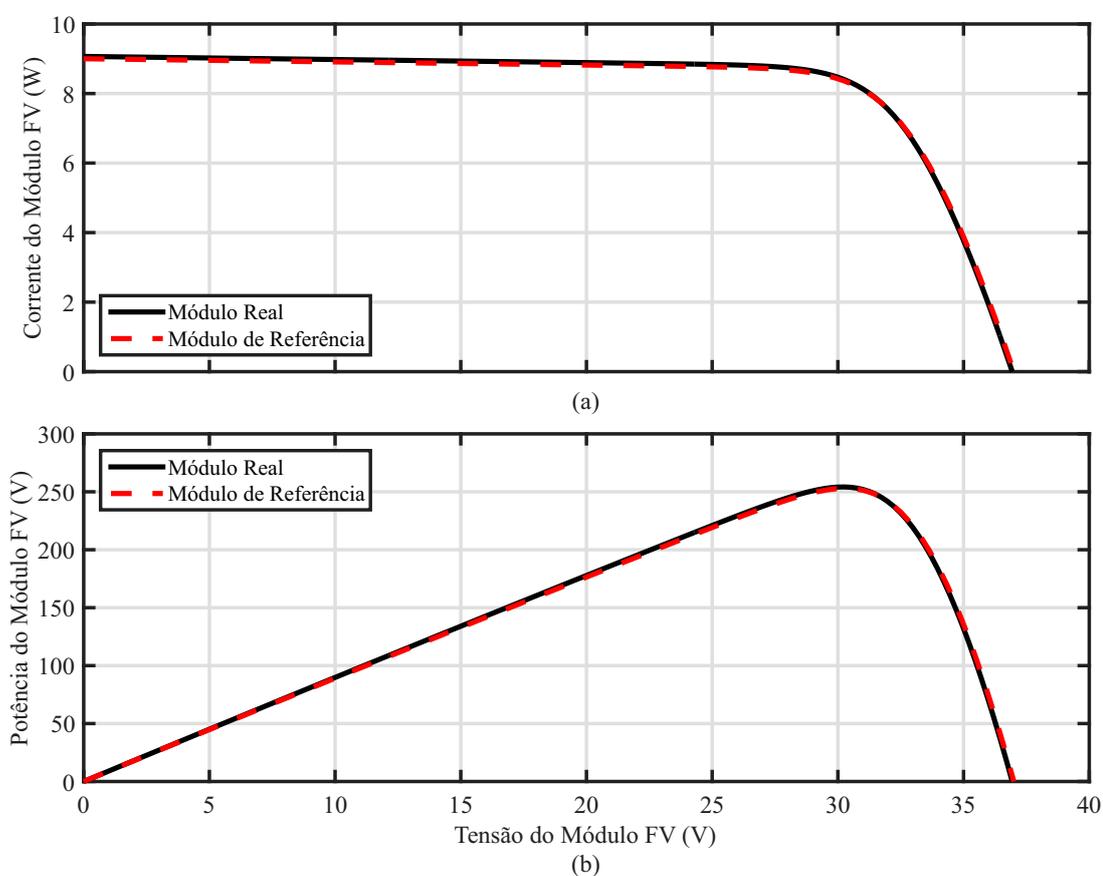
existem ainda as resistências devido às ligações entre as diversas células que o compõem. Desta forma, é esperado que módulos com maior número de células associadas em série apresentem um maior valor de R_s . O efeito desta resistência no desempenho de um módulo é o da redução na sua potência gerada. Na Figura A.2, são apresentadas curvas I-V e P-V para o modelo de referência, relativas a diferentes valores de R_s .

Nota-se que o valor de R_s tem uma influência mais significativa para valores de tensão próximos ao ponto de máxima potência. Na Figura A.2 (b), é possível ver claramente o impacto que o valor de R_s pode causar no valor da potência máxima de um módulo fotovoltaico.

Já na Figura A.3 é mostrada a sensibilidade do EMAPN em relação a R_s , ilustrando qual seria o erro obtido se o valor de R_s , estimado por uma técnica qualquer, fosse diferente do valor real. Para que ela fosse gerada, o número de casas decimais para a representação de R_s foi variado até que se obtivesse uma variação menor que 1% para o EMAPN quando houvesse a variação de um ponto para outro de R_s . Essa mesma abordagem é adotada para os demais parâmetros analisados.

Assim, conclui-se que existe uma relação linear entre esses dois parâmetros e que uma representação de R_s com três casas decimais é suficiente para se evitar que um valor truncado na

Figura A.1 – Comparação entre as curvas geradas pelo módulo FV de referência e o módulo real.

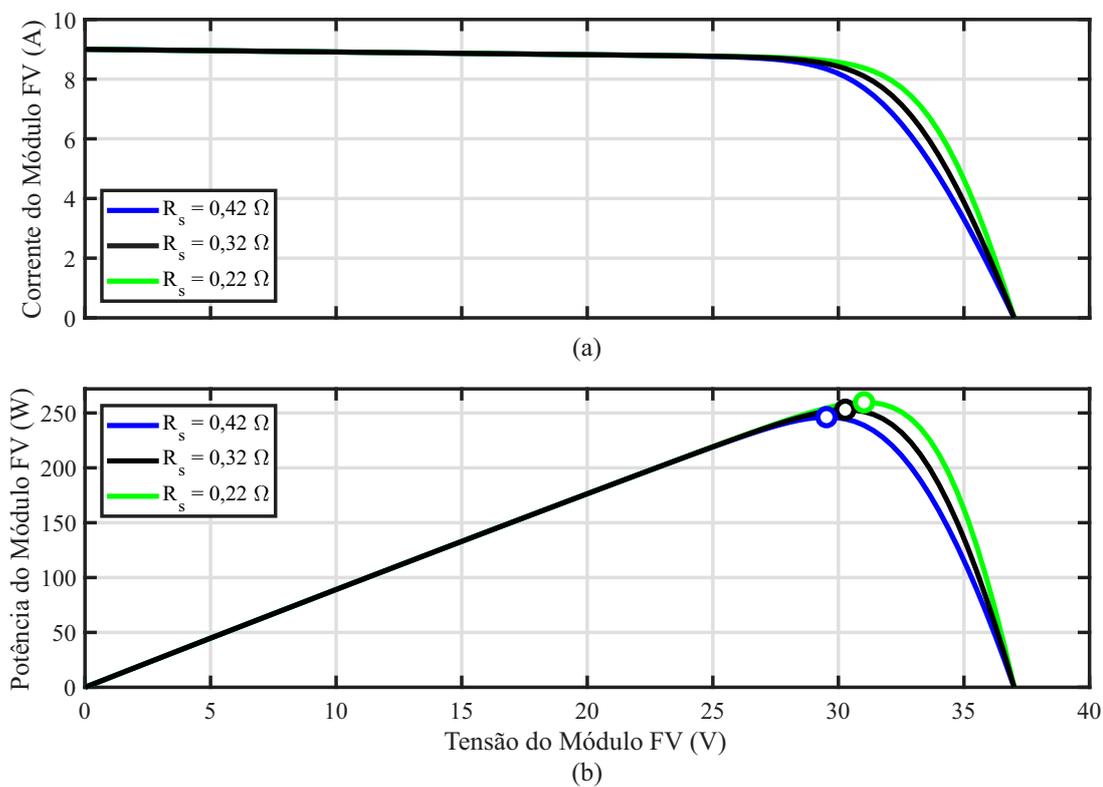


Fonte: O Autor (2019).

estimativa de R_s afete o valor de EMAPN mais do que 1%.

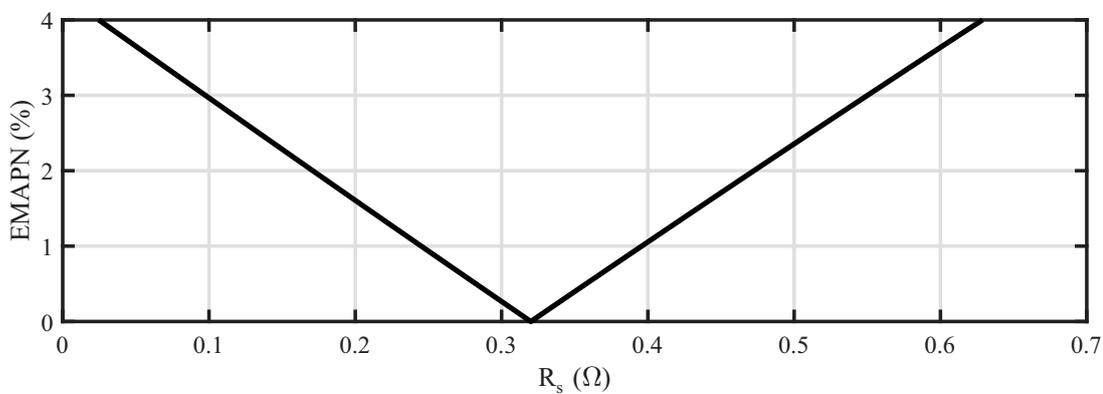
A.1.2 Sensibilidade em relação à resistência paralela

Figura A.2 – Comportamentos: (a) da corrente e (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança da resistência série.



Fonte: O Autor (2019).

Figura A.3 – Sensibilidade do EMAPN em relação ao valor estimado da resistência série.

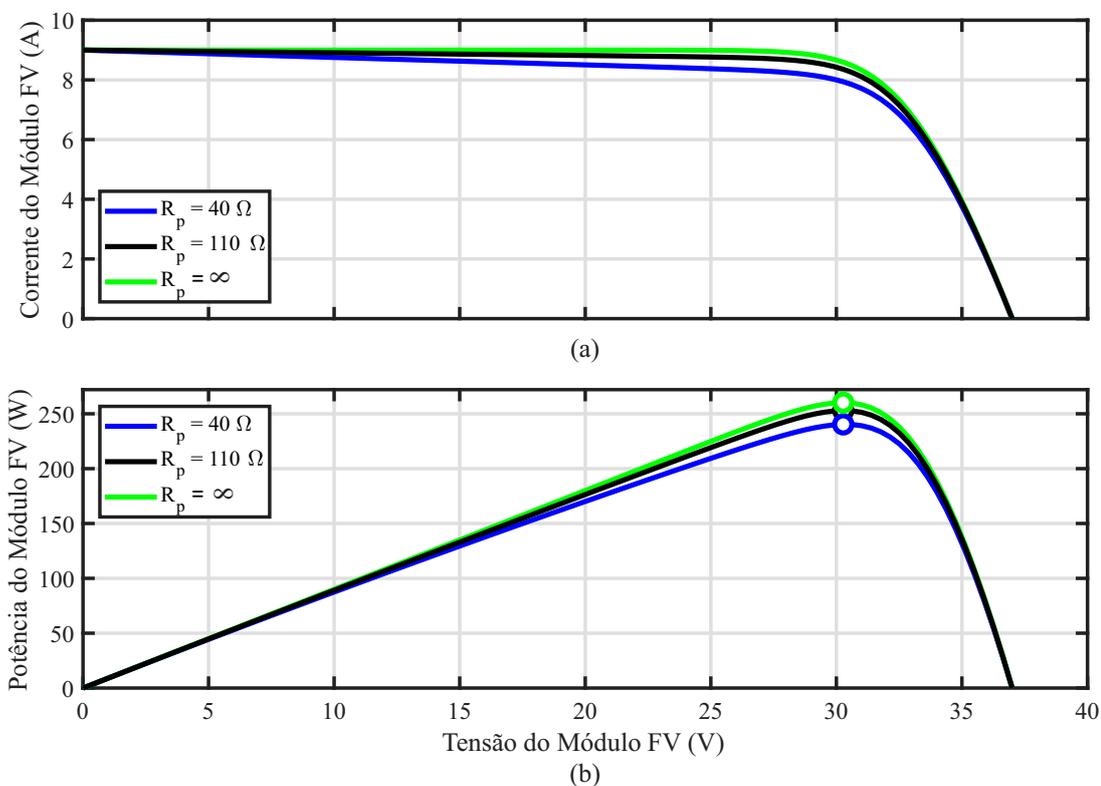


Fonte: O Autor (2019).

A resistência paralela é uma representação das perdas de corrente elétrica pelo dispositivo fotovoltaico. Idealmente, um módulo ou uma célula teria um valor de R_p infinito, o que representaria a inexistência de corrente de fuga. Este componente parasita é comumente relacionado como um indicador da qualidade da célula, uma vez que correntes de fuga estão relacionadas a imperfeições na rede cristalina ou impurezas localizadas na interface entre as regiões tipo P e tipo N ou ao longo das bordas da célula, bem como contato inadequado; portanto, este parâmetro fornece informações sobre a confiabilidade do processo de fabricação da célula (DALIENTO *et al.*,). Valores baixos de R_p causam queda na potência fornecida pelo dispositivo fotovoltaico, devido a um caminho alternativo que a corrente fotogerada tem para circular. A resistência paralela é responsável por um incremento na inclinação da curva I-V desde a região de curto-circuito até o seu joelho. Verifica-se, no entanto, que valores baixos de R_p causam também uma diminuição no valor da tensão de circuito aberto. A influência mais direta de R_p é observada na diminuição da corrente e, conseqüentemente, da potência máxima do dispositivo fotovoltaico. Na Figura A.4 são apresentadas curvas I-V e P-V relativas a diferentes valores de R_p .

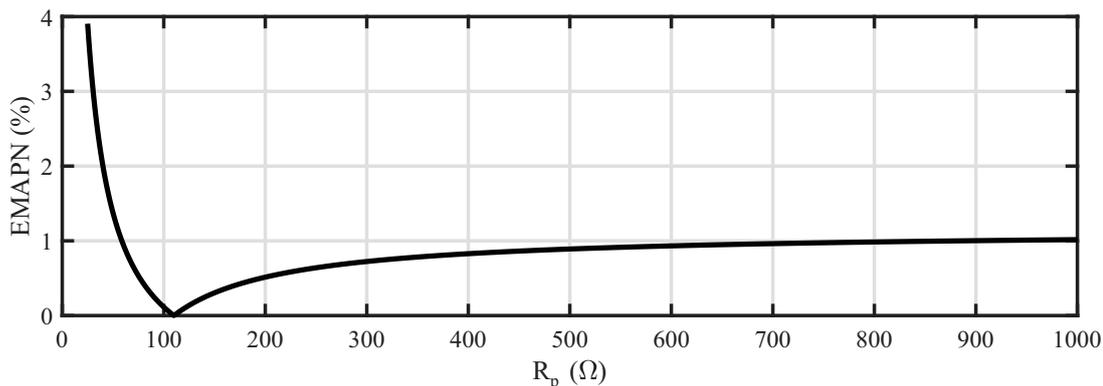
Mais uma vez, nota-se que a potência máxima do módulo fotovoltaico também é fortemente dependente do valor escolhido para R_p .

Figura A.4 – Comportamentos: (a) da corrente e (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança da resistência paralela.



Fonte: O Autor (2019).

Figura A.5 – Sensibilidade do EMAPN em relação ao valor estimado da resistência paralela.



Fonte: O Autor (2019).

Já na Figura A.5 é mostrada a sensibilidade do EMAPN em relação a R_p , ilustrando qual seria o erro obtido se o valor de R_p , estimado por uma técnica qualquer, fosse diferente do valor real.

Conclui-se que existe uma relação não linear entre R_p e EMAPN, onde os erros na estimativa de R_p só se tornam significativos para valores de resistência abaixo dos 80 Ω , aproximadamente. Além disso, representar R_p como um número inteiro é mais do que suficiente para se obter uma boa precisão.

A.1.3 Sensibilidade em relação fator de idealidade

O fator de idealidade do diodo é um parâmetro de ajuste e é usado para equiparar o comportamento prático do diodo representativo do dispositivo fotovoltaico com o comportamento ideal de um diodo. Este fator tende ao valor 2 para tensões baixas (predomínio do fenômeno de recombinação) e tende a 1 para tensões altas (predomínio do fenômeno de difusão). No entanto, alguns tipos de células solares, tais como as células de multijunção, podem apresentar um fator de idealidade maior que 2 (BROTZMANN; VETTER; HOFSSASS,).

Tal parâmetro está diretamente associado com a curvatura do joelho da curva I-V, influenciando dessa forma a potência máxima do dispositivo fotovoltaico. Na Figura A.6 são apresentadas curvas I-V e P-V relativas a diferentes valores de A , destacando-se a sua influência na potência máxima gerada no módulo fotovoltaico.

Já na Figura A.7 é mostrada a sensibilidade do EMAPN em relação a A , ilustrando qual seria o erro obtido se o valor de A , estimado por uma técnica qualquer, fosse diferente do valor real.

Conclui-se que o fator de idealidade também apresenta uma relação linear com o EMAPN, e que uma representação com três casas decimais também é suficiente para se obter uma resolução de 1% no valor do EMAPN.

A.1.4 Sensibilidade em relação à corrente fotogerada

Na Figura A.8 são apresentadas curvas I-V e P-V relativas a diferentes valores de I_g , destacando-se a sua influência na potência máxima gerada no módulo fotovoltaico.

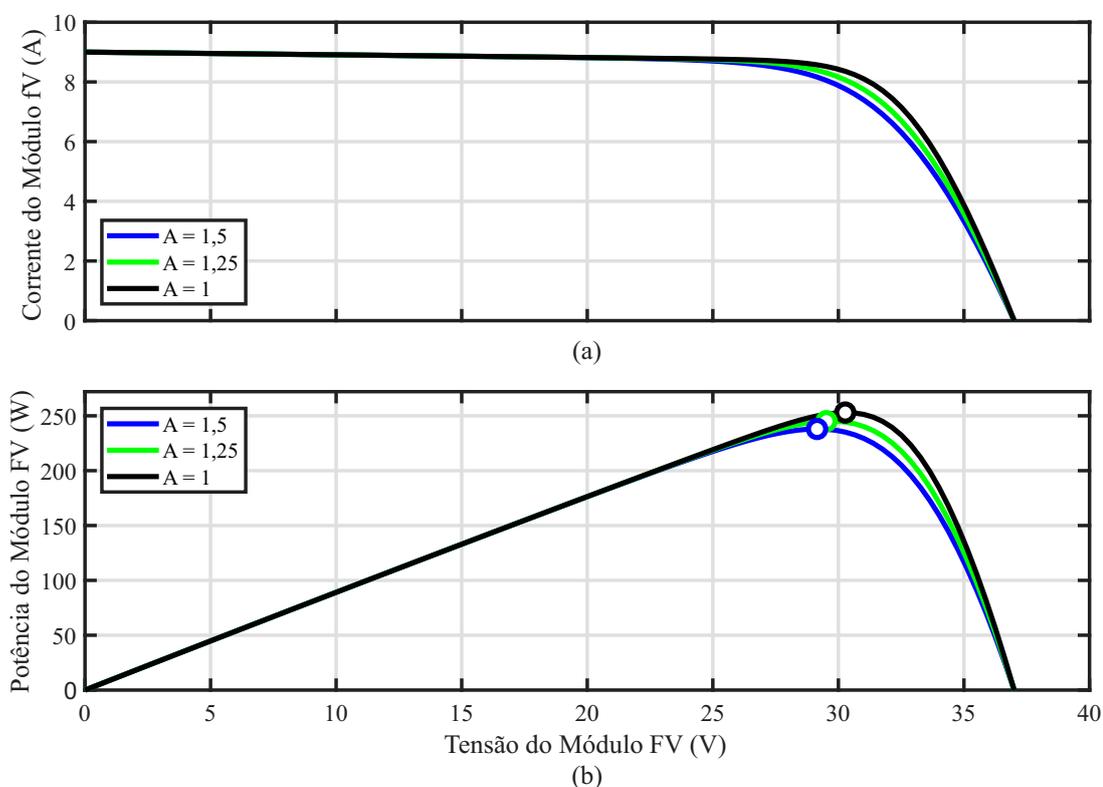
Já na Figura A.9 é mostrada a sensibilidade do EMAPN em relação a I_g , ilustrando qual seria o erro obtido se o valor de I_g , estimado por uma técnica qualquer, fosse diferente do valor real.

Conclui-se que I_g também apresenta uma relação linear com o EMAPN e que uma representação com três casas decimais também é suficiente para se obter uma resolução de 1% no valor do EMAPN.

A.1.5 Sensibilidade em relação à corrente de saturação

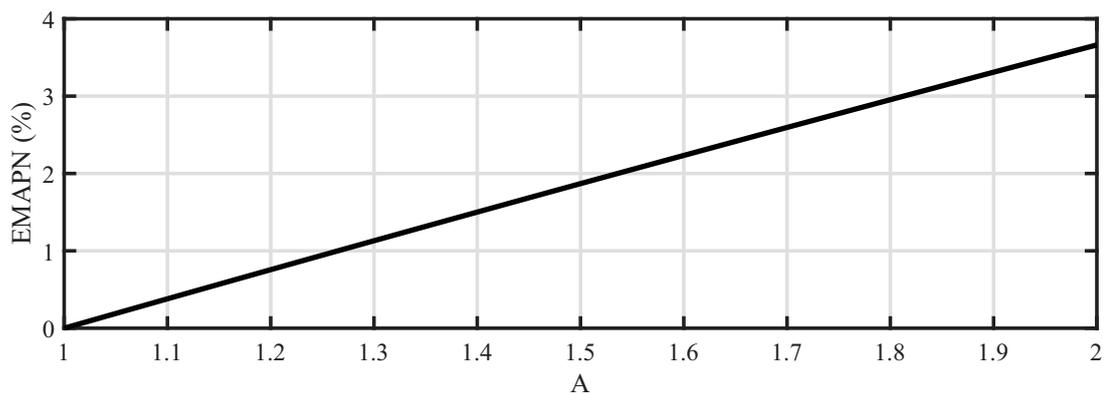
O principal efeito causado pela corrente de saturação reversa, como já mencionado anteriormente, é a diminuição da tensão de circuito aberto com o aumento da temperatura. Isto acontece uma vez que a corrente de saturação reversa, originada por portadores de carga minoritários gerados por excitação térmica, aumenta exponencialmente com a temperatura,

Figura A.6 – Comportamentos: (a) da corrente e (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança do fator de idealidade.



Fonte: O Autor (2019).

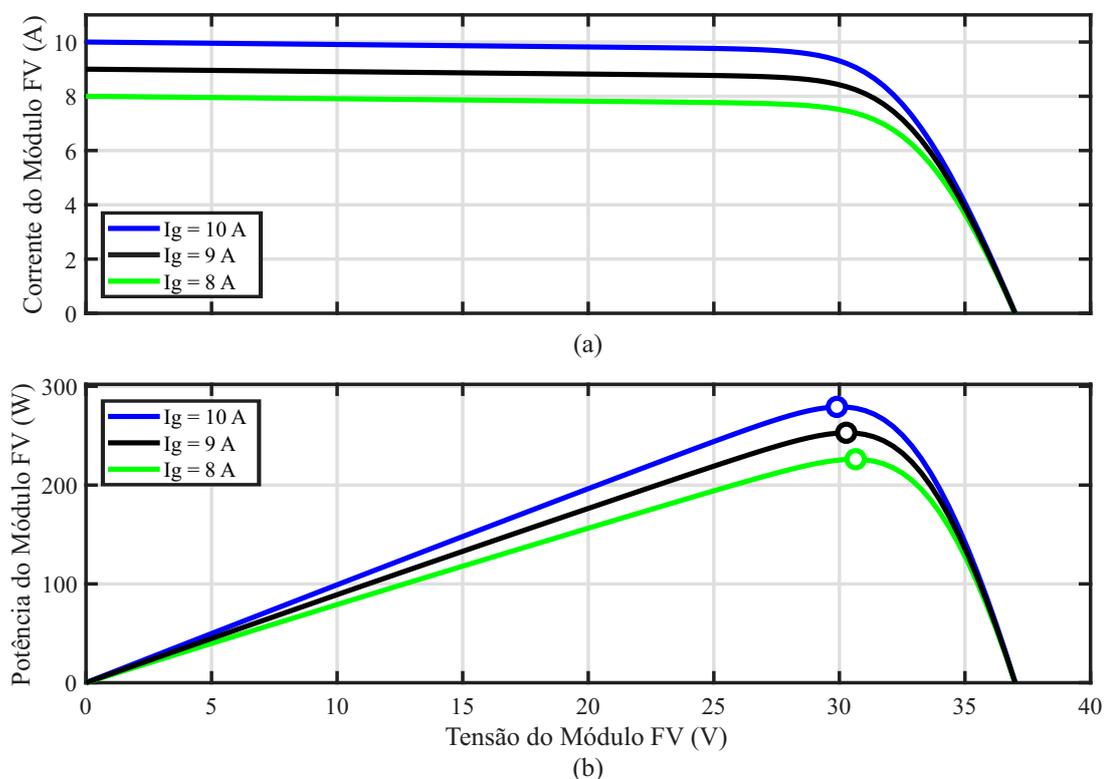
Figura A.7 – Sensibilidade do EMAPN em relação ao valor estimado do fator de idealidade.



Fonte: O Autor (2019).

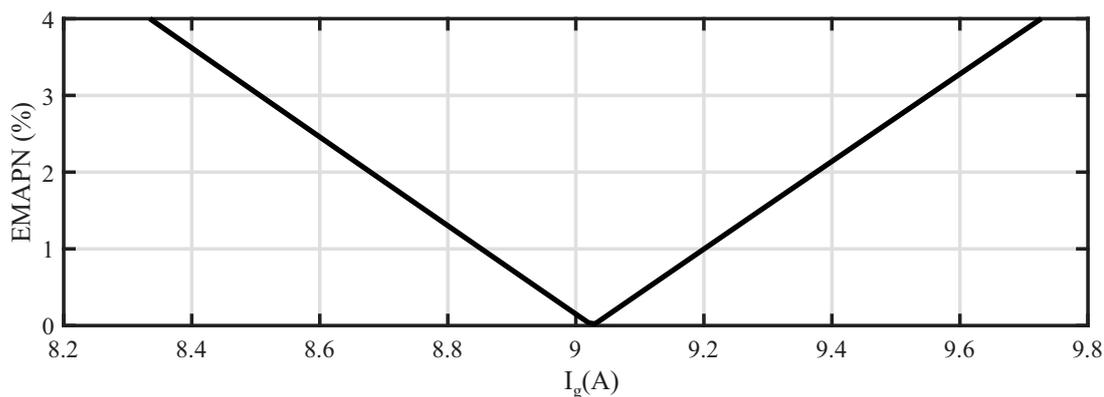
ocasionando a queda na tensão da junção e, por consequência, nos terminais do módulo fotovoltaico. Essa variação de I_{sat} em relação à temperatura é representada por (BÜHLER,

Figura A.8 – Comportamentos: (a) da corrente e (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança da corrente fotogerada.



Fonte: O Autor (2019).

Figura A.9 – Sensibilidade do EMAPN em relação ao valor estimado da corrente fotogerada.



Fonte: O Autor (2019).

2007)

$$I_{sat}(T) = BT^3 e^{\left(\frac{-E_g(T)}{kT}\right)} \quad (\text{A.1})$$

onde T é a temperatura, k é a constante de Boltzmann, E_g é a energia do *gap* relativa a temperatura T , B é uma constante independente da temperatura e $I_{sat}(T)$ é a corrente de saturação reversa em função da temperatura.

Na Figura A.10 são apresentadas curvas I-V e P-V relativas a diferentes valores de I_{sat} , destacando-se a sua influência na potência máxima gerada no módulo fotovoltaico.

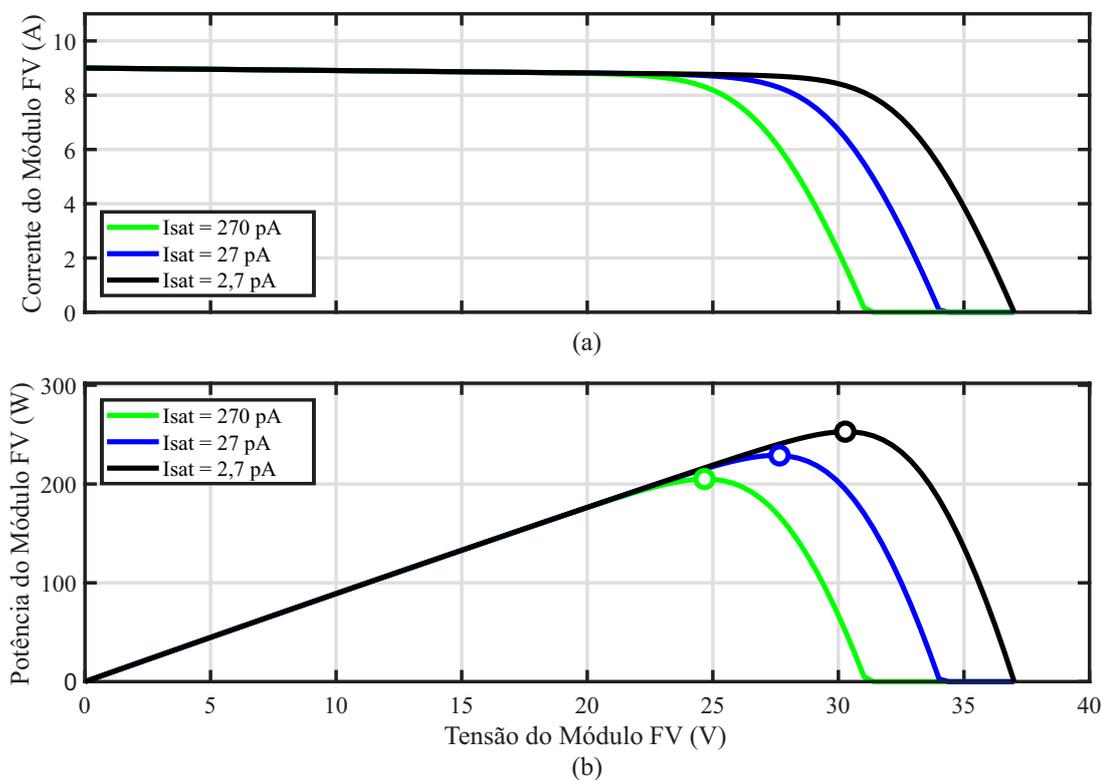
Já na Figura A.11 é mostrada a sensibilidade do EMAPN em relação a I_{sat} , ilustrando qual seria o erro obtido se o valor de I_{sat} , estimado por uma técnica qualquer, fosse diferente do valor real.

Conclui-se que I_{sat} apresenta uma relação não linear com o EMAPN, se configurando em um parâmetro bastante sensível. Sendo assim, o mesmo não possui uma exigência de precisão mínima, até porque, na maioria das aplicações, ele é determinado a partir dos demais parâmetros de acordo com 42.

A.2 Sensibilidade das técnicas de estimação de parâmetros

A seguir, são mostrados os resultados da análise da técnica proposta sob diversas situações, de modo a não só enfatizar a sua eficácia como também definir algumas diretrizes para estimação de parâmetros do circuito equivalente de um módulo fotovoltaico a partir de uma curva I-V. Os resultados são comparados com os da técnica de “Alrashidi”, já que as duas se baseiam no mesmo algoritmo de otimização, diferindo apenas na função objetivo. Como exemplo dessa diretrizes, estão, por exemplo, o número mínimo de pontos que a curva I-V deve possuir.

Figura A.10 – Comportamentos: (a) da corrente e (b) da potência de um módulo fotovoltaico com a mudança da corrente de saturação.

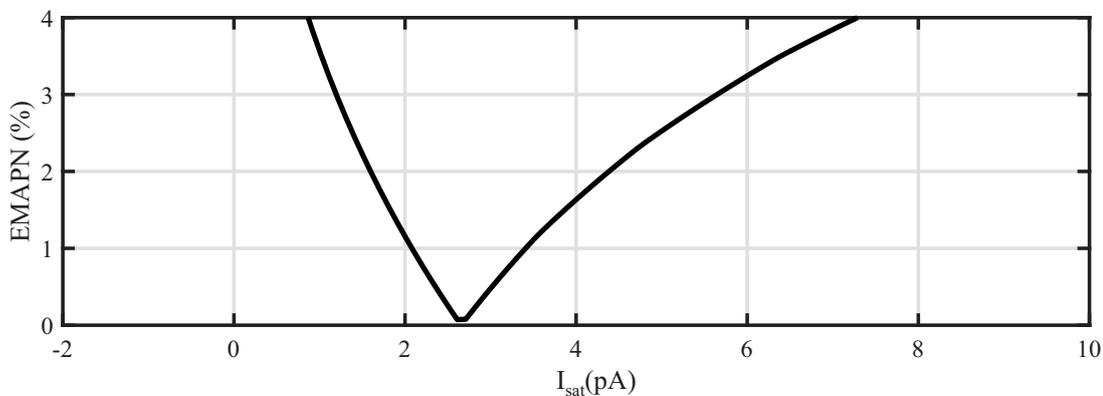


Fonte: O Autor (2019).

A.2.1 Sensibilidade ao número de pontos da curva

O primeiro questionamento a ser feito é: qual o número mínimo de pontos que a curva

Figura A.11 – Sensibilidade do EMAPN em relação ao valor estimado da corrente de saturação.



Fonte: O Autor (2019).

I-V deve possuir para que a estimação de parâmetros seja confiável? A Tabela A.2 ajuda a responder essa questão, mostrando os resultados de estimação para curvas variando o número de pontos de 1000 até 10.

É possível notar que os parâmetros estimados praticamente não se alteram para as curvas com até 50 pontos, definindo assim o número mínimo de pontos que a curva I-V deve possuir para não perder informações importantes. Esta é uma conclusão importante, visto que a escolha desse parâmetro tem um impacto direto na velocidade de cálculo do processo de estimação. Técnicas como a VT por exemplo, pode ter uma tempo de processamento que vai de alguns minutos até horas, dependendo justamente do número de pontos contidos nas curvas I-V.

Vale ressaltar que, em relação aos resultados da seção anterior, os mesmos foram obtidos a partir curvas com 1000 pontos, pois é o número de ponto que geralmente é adotado na literatura.

A.2.2 Sensibilidade a um espaçamento não linear da tensão

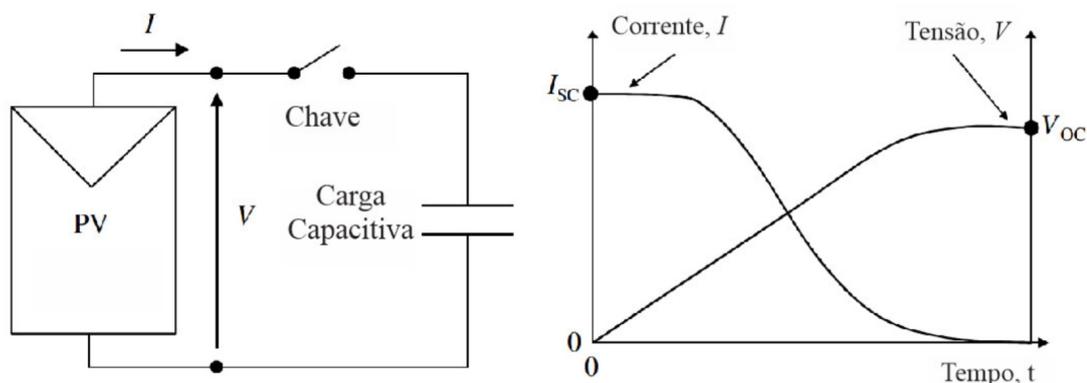
Tabela A.2 – Sensibilidade das técnicas ao número de pontos da curva.

Parâmetros Reais	Alrashidi												
	N1000		N500		N250		N125		N50		N10		
	X_{est}	$\varepsilon(\%)$											
$R_s(\Omega)$	0,320	0,252	21%	0,249	22%	0,250	22%	0,253	21%	0,247	23%	0,249	22%
$R_p(\Omega)$	110	117	6%	116	5%	115	5%	116	5%	119	8%	117	6%
A	1,000	1,251	25%	1,250	25%	1,250	25%	1,250	25%	1,250	25%	1,252	25%
$I_g(A)$	9,03	9,01	0%	9,02	0%	9,02	0%	9,02	0%	9,01	0%	9,02	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	880	-	880	-	878	-	873	-	880	-	880	-
EMAPN (%)		0,22		0,22		0,23		0,23		0,22		0,28	
Parâmetros Reais	VT												
$R_s(\Omega)$	0,320	0,316	0%	0,318	1%	0,318	1%	0,318	1%	0,318	1%	0,313	2%
$R_p(\Omega)$	110	118	10%	124	13%	124	13%	124	13%	124	13%	125	14%
A	1,000	1,018	0%	1,010	1%	1,010	1%	1,010	1%	1,010	1%	1,028	3%
$I_g(A)$	9,03	9,01	0%	9	0%	9	0%	9	0%	9	0%	9	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	4,40	0%	3,54	33%	3,54	33%	3,54	33%	3,54	33%	5,83	119%
EMAPN (%)		0,03		0,03		0,03		0,03		0,03		0,04	
Parâmetros Reais	PS-EMAP												
$R_s(\Omega)$	0,320	0,316	1%	0,317	1%	0,317	1%	0,317	1%	0,316	1%	0,218	32%
$R_p(\Omega)$	110	118	7%	120	9%	120	9%	120	9%	119	8%	135	23%
A	1,000	1,018	2%	1,015	1%	1,015	1%	1,015	1%	1,018	2%	1,371	37%
$I_g(A)$	9,03	9,01	0%	9,01	0%	9,01	0%	9,01	0%	9,01	0%	9,00	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	4,40	65%	4,06	53%	4,06	53%	4,06	53%	4,40	65%	6530	-
EMAPN (%)		0,02		0,02		0,02		0,02		0,02		0,4	

Fonte: O Autor (2019).

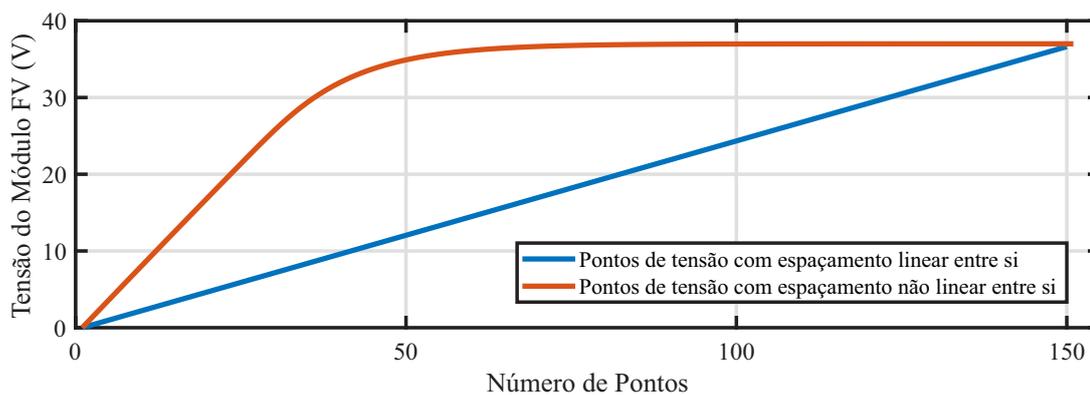
Outro questionamento é se o espaçamento entre os pontos de tensão da curva I-V é linear ou não linear - que é o caso da maioria das curvas I-V obtidas experimentalmente. Para a obtenção desses pontos com espaçamento não linear, foi adotada uma carga bastante popular para medições I-V: um capacitor (MUÑOZ; LORENZO, 2004). O capacitor é inicialmente descarregado e conectado em série com o dispositivo fotovoltaico a ser testado, e qualquer corrente produzida pelo dispositivo é armazenada no capacitor. À medida que o capacitor é carregado, a tensão do capacitor e a tensão do dispositivo aumentam, varrendo a curva I-V. O carregamento se encerra quando a corrente vai para zero no V_{oc} . Durante este processo de carregamento, o capacitor, por ser um elemento passivo armazenador de energia, evita variações bruscas de tensão e à medida que essa grandeza se incrementa, a curva é traçada obtendo-se os pontos de tensão e corrente. Na Figura A.12 são mostradas a conexão do painel com a carga capacitiva e a evolução da tensão e corrente em função do tempo. Já a Figura A.13 ajuda a ilustrar essa diferença entre o espaçamento linear, dado pela reta, e o espaçamento não linear, onde o espaçamento inicia de forma linear, mas à medida em que a tensão vai se aproximando do valor de V_{oc} , o espaçamento entre os pontos vai diminuindo gradativamente. Já na Tabela A.3 são mostrados os resultados do processo de estimação de parâmetros para esse tipo de curva.

Figura A.12 – Esquema de ligação do painel com a carga capacitiva e evolução da tensão e corrente em função do tempo.



Fonte: (MUÑOZ; LORENZO, 2004).

Figura A.13 – Comparação entre o espaçamento linear e o não linear para os pontos de tensão da curva I-V.



Fonte: O Autor (2019).

Tabela A.3 – Sensibilidade das técnicas ao espaçamento não linear entre os pontos de tensão da curva I-V.

Parâmetros Reais	Alrashidi				
	Linear		Não Linear		
$R_s(\Omega)$	0,320	0,253	21%	0,284	11%
$R_p(\Omega)$	110	116	5%	7426	-
A	1,000	1,250	25%	1,250	25%
$I_g(A)$	9,03	9,02	0%	9,00	0%
$I_{sat}(nA)$	2,66	873	-	880	-
EMAPN (%)	0,23		0,79		
Parâmetros Reais	VT				
	$R_s(\Omega)$	0,320	0,318	1%	0,319
$R_p(\Omega)$	110	124	9%	123	12%
A	1,000	1,010	1%	1,007	1%
$I_g(A)$	9,03	9,00	0%	9	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	3,54	33%	3,25	22%
EMAPN (%)	0,03		0,03		
Parâmetros Reais	PS-EMAP				
	$R_s(\Omega)$	0,320	0,317	1%	0,311
$R_p(\Omega)$	110	120	9%	131	19%
A	1,000	1,015	1%	1,053	5%
$I_g(A)$	9,03	9,01	0%	9,00	0%
$I_{sat}(pA)$	2,66	4,06	53%	11,4	-
EMAPN (%)	0,02		0,07		

Fonte: O Autor (2019).

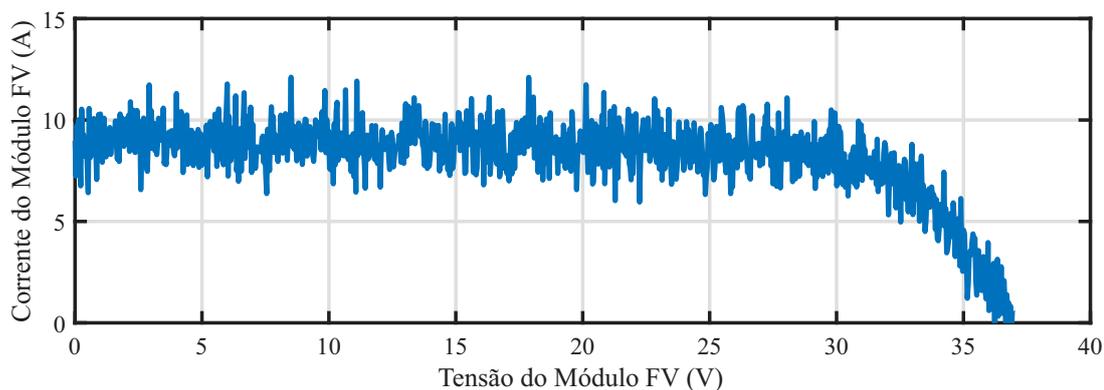
Como pode ser visto a partir destes resultados, as três técnicas mostraram uma queda no seu desempenho. No entanto, proporcionalmente, as técnicas PS-EMAP e VT apresentaram uma queda menor, e mesmo assim, ainda apresentaram valores de EMAPN abaixo dos 0,1%, comprovando a sua eficácia diante dessa situação. Este teste foi realizado com curvas I-V contendo 150 pontos.

A.2.3 Sensibilidade à presença de ruído na medição

A próxima situação a ser testada é a presença de ruídos nas medições. Para isso, foi adicionado um sinal de ruído branco à curva I-V original, resultando na curva mostrada na Figura A.14, simulando assim a presença de ruídos nas medições de corrente. Já na Tabela A.4, são mostrados os resultados do processo de estimação de parâmetros para esse tipo de curva.

A partir destes resultados, é possível notar que há uma queda acentuada na eficácia de estimação de todos os parâmetros, mostrando, inclusive, que a técnica VT não conseguiu ser executada, mostrando que não é recomendado o uso deste tipo de curva na estimação dos

Figura A.14 – Exemplo de curva I-V com ruídos.



Fonte: O Autor (2019).

parâmetros. Para solucionar este problema, pode-se adotar algum tipo de filtro passa-baixa, como o *Butterworth*, por exemplo (SILVA, 2015).

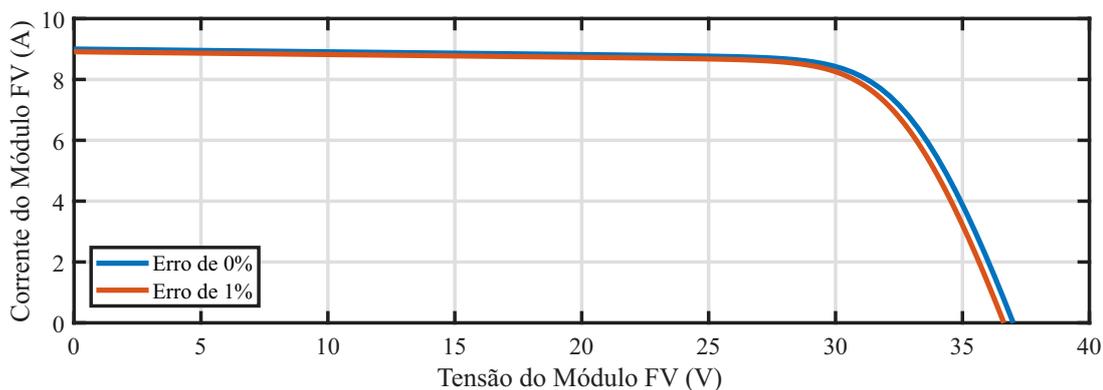
Mesmo assim, os erros relativamente baixos, se comparado com as outras técnica,

Tabela A.4 – Sensibilidade das técnicas à presença de ruído na medição.

Parâmetros Reais	Alrashidi				
	Sem Ruído		Com Ruído		
$R_s (\Omega)$	0,320	0,253	21%	0,095	70%
$R_p (\Omega)$	110	116	5%	41	63%
A	1,000	1,250	25%	1,243	24%
$I_g (A)$	9,03	9,02	0%	9,15	1%
$I_{sat} (pA)$	2,66	873	-%	880	169%
EMAPN (%)		0,23		1,69	
Parâmetros Reais	VT				
$R_s (\Omega)$	0,320	0,318	1%	-	-
$R_p (\Omega)$	110	124	13%	-	-
A	1,000	1,010	1%	-	-
$I_g (A)$	9,03	9,00	0%	-	-
$I_{sat} (pA)$	2,66	3,54	33%	-	-
EMAPN (%)		0,03		-	
Parâmetros Reais	PS-EMAP				
$R_s (\Omega)$	0,320	0,317	1%	0,291	9%
$R_p (\Omega)$	110	120	9%	50	55%
A	1,000	1,015	1%	1,096	10%
$I_g (A)$	9,03	9,01	0%	9,35	4%
$I_{sat} (pA)$	2,66	4,06	53%	33,6	-
EMAPN (%)		0,02		0,52	

Fonte: O Autor (2019).

Figura A.15 – Comparação entre curvas I-V com erros de 0% e 1% nos valores de corrente e tensão.



Fonte: O Autor (2019).

encontrados para a técnica PS-EMAP permitem a conclusão de que a técnica proposta é mais robusta à presença de ruídos de medição, característica essa dificilmente encontrada em outras técnicas de estimação de parâmetros da literatura.

A.2.4 Sensibilidade a erros de instrumentação na tensão e na corrente

A seguir, a situação a ser testada é a da existência (ou não) de convergência das técnicas de estimação diante de dados com erro de instrumentação, tanto na tensão como na corrente. Para isso, foram introduzidos, simultaneamente, erros de -0,5% e -1% nos valores de corrente e tensão da curva I-V original. Na Figura A.15, é mostrada a diferença visual entre a curva com 0% de erro e a curva com 1%. A curva para 0,5% não foi mostrada por ser muito similar à curva com erro de 0%. Já na Tabela A.5, são mostrados os resultados do processo de estimação de parâmetros para esse tipo de curva.

A partir destes resultados, é possível concluir que para curvas com erros de até 0,5% nos valores de corrente e tensão, seus respectivos valores do EMAPN, para todas as técnicas, estão abaixo de 1%. Logo, recomenda-se a utilização de curvas I-V que, no pior caso, apresentem, simultaneamente, erros (ou incertezas) de até 0,5% na tensão e na corrente.

Tabela A.5 – Sensibilidade das técnicas a erros de instrumentação na tensão e na corrente.

Parâmetros Reais	Alrashidi						
	Erro de 0%		Erro de 0,5%		Erro de 1%		
Alrashidi							
$R_s(\Omega)$	0,320	0,253	21%	0,282	12%	0,253	21%
$R_p(\Omega)$	110	116	5%	6813	-	114	4%
A	1,000	1,250	25%	1,251	25%	1,239	24%
$I_g(A)$	9,03	9,02	0%	8,96	1%	8,93	1%
$I_{sat}(nA)$	2,66	0,87	-%	0,88	-	0,88	-
EMAPN (%)	0,23		0,99		1,8		
VT							
$R_s(\Omega)$	0,320	0,318	1%	0,228	29%	0,318	1%
$R_p(\Omega)$	110	118	13%	131	19%	124	13%
A	1,000	1,010	1%	1,171	17%	1,010	1%
$I_g(A)$	9,03	9,00	0%	8,96	1%	8,91	1%
$I_{sat}(pA)$	2,66	3,54	33%	202	-	4,66	75%
EMAPN (%)	0,03		0,40		1,69		
PS-EMAP							
$R_s(\Omega)$	0,320	0,317	1%	0,210	34%	0,316	1%
$R_p(\Omega)$	110	120	9%	127	15%	119	9%
A	1,000	1,015	1%	1,270	27%	1,018	2%
$I_g(A)$	9,03	9,01	0%	8,96	1%	8,93	1%
$I_{sat}(pA)$	2,66	4,06	53%	1370	-	5,79	-
EMAPN (%)	0,02		0,46		1,7		

Fonte: O Autor (2019).

APÊNDICE B – AVALIAÇÃO DO MODELO GLOBAL NÃO-LINEAR ATRAVÉS DE UM MODELO DE REFERÊNCIA

Assim como no capítulo anterior, mais uma vez é usada a abordagem de um modelo de referência, desta vez para analisar as características elétricas do MGNL. Então, o mesmo modelo de referência, o qual se baseia no módulo KD250GH da Kyocera, é rerepresentado aqui, tendo seus parâmetros mostrados na Tabela B.1, que compara os valores destes parâmetros com os do módulo real.

B.1 Sensibilidade Paramétrica

Nesta subseção é mostrada uma análise paramétrica em relação aos coeficientes que representam as variações com a irradiância e a temperatura. Com isso, será possível definir as diretrizes para a estimação dos mesmos.

B.1.1 Sensibilidade do modelo a γ_{Rs}

O primeiro parâmetro a ser analisado é o coeficiente de variação de R_s com a irradiância, γ_{Rs} . Na Figura B.1 (a) é mostrado o impacto da sua variação na expressão matemática de R_s , enquanto que na Figura B.1 (b) é mostrado o respectivo impacto na curva I-V, ambas considerando a temperatura constante. A partir destas figuras, é possível concluir que valores muito negativos para γ_{Rs} são inconsistentes fisicamente, pois o valor de FF, especialmente para as curvas de irradiância baixa, ficaria muito baixo e, portanto, fora da realidade.

É possível obter uma estimativa aproximada do valor de γ_{Rs} , para uma determinada curva I-V, fazendo $k_{Rs} = 0$ em (36), resultando em

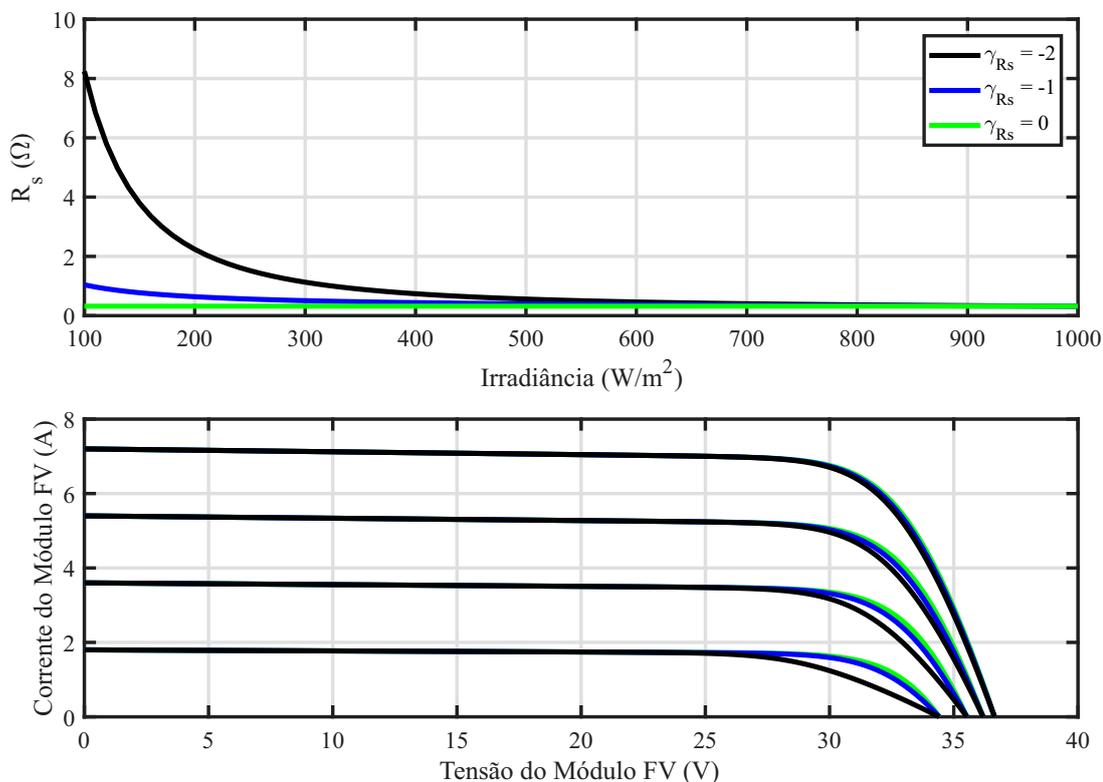
$$\gamma_{Rs} = \log\left(\frac{s}{s_{ref}}\right) \left(\frac{R_s - R_{s,ref2}}{R_{s,ref1}}\right). \quad (\text{B.1})$$

Tabela B.1 – Comparação entre os parâmetros do módulo real e o modelo de referência

Parâmetro	Valor Real	Valor Fictício
α_i (mA/°C)	4,6	4,6
β_T (V/°C)	-0,13	-0,13
β_S	1,11	1,25
γ_{Rs}	-1,1	-1,1
γ_{Rp}	-0,72	-0,72
k_{Rs} (%/°C)	0,57	0,6
k_{Rp} (%/°C)	-0,10	-0,15

Fonte: O Autor (2019).

Figura B.1 – Sensibilidade do modelo à variações de γ_{Rs} sob temperatura constante: (a) Impacto na expressão matemática e (b) impacto na curva I-V.



Fonte: O Autor (2019).

B.1.2 Sensibilidade do modelo a γ_{Rp} O próximo parâmetro a ser analisado é o coeficiente de

variação de R_p com a irradiância, γ_{Rp} . Na Figura B.2 (a) é mostrado o impacto da sua variação na expressão matemática de R_p , enquanto que na Figura B.2 (b) é mostrado o respectivo impacto na curva I-V, ambas considerando a temperatura constante. A partir destas figuras, é possível obter uma conclusão semelhante à do caso com γ_{Rs} : valores muito negativos para γ_{Rp} não possuem sentido físico, muito embora o impacto no resultado final nas curvas I-V seja mínimo.

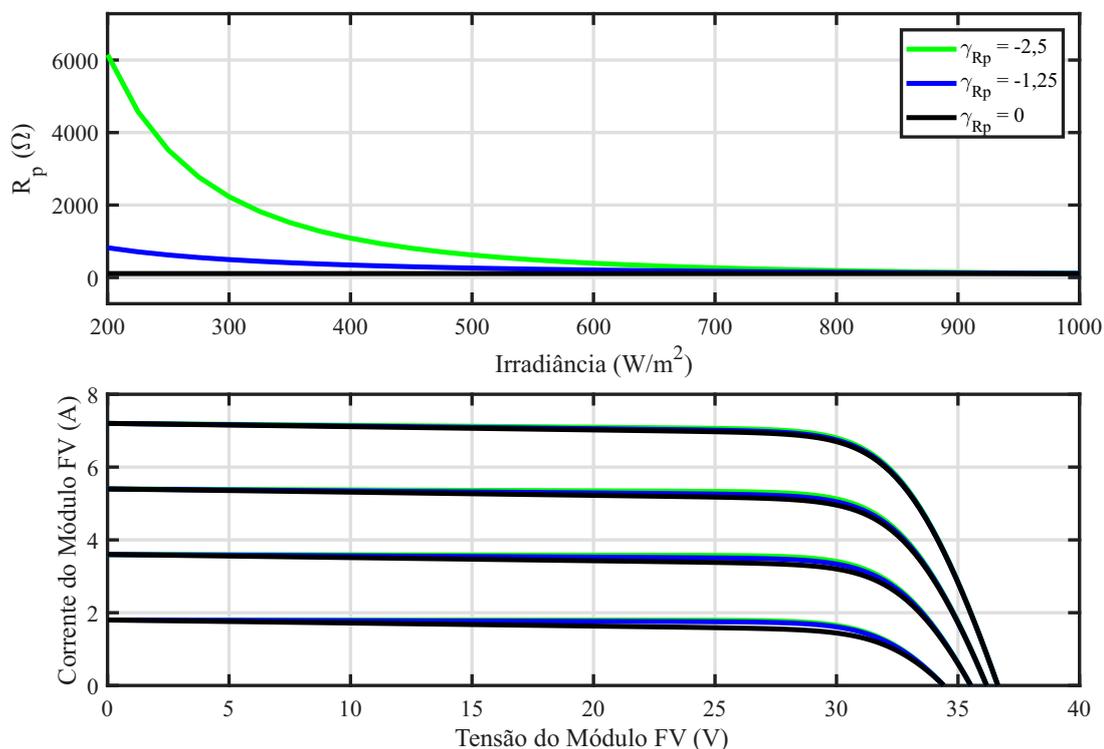
É possível obter uma estimativa aproximada do valor de γ_{Rp} , para uma determinada curva I-V, fazendo $k_{Rp} = 0$ em (37), resultando em

$$\gamma_{Rp} = \log\left(\frac{s}{s_{ref}}\right) \left(\frac{R_p}{R_{p,ref}}\right). \quad (\text{B.2})$$

B.1.3 Sensibilidade do modelo a k_{Rs}

A seguir, o parâmetro a ser analisado é o coeficiente de variação de R_s com a temperatura, k_{Rs} . Na Figura B.3 (a) é mostrado o impacto da sua variação na expressão matemática de R_s ,

Figura B.2 – Sensibilidade do modelo à variações de γ_{Rp} sob temperatura constante: (a) Impacto na expressão matemática e (b) impacto na curva I-V.



Fonte: O Autor (2019).

enquanto que na Figura B.3 (b) é mostrado o respectivo impacto na curva I-V, ambas considerando a irradiância constante. A partir destas figuras, é possível concluir que, mesmo para um valor para k_{Rs} de $1\%/^{\circ}C$ (valor considerado alto), o impacto nas curvas I-V é mínimo. Logo, este valor se configura em um bom candidato a limite superior e inferior para o valor de k_{Rs} .

É possível obter uma estimativa do valor de k_{Rs} , para uma determinada curva I-V, fazendo $\gamma_{Rs} = 0$ em (36), resultando em

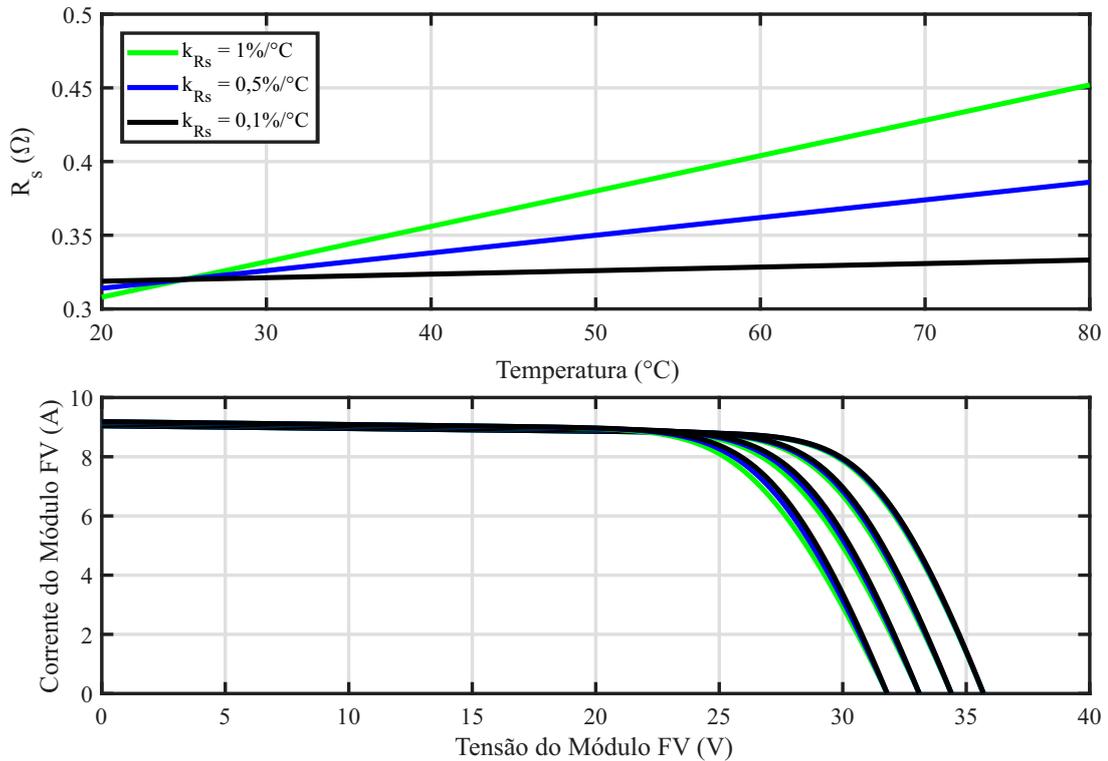
$$k_{Rs} = \frac{\left(\frac{R_s - R_{s,ref1}}{R_{s,ref2}}\right) - 1}{T - T_{ref}}, \quad (B.3)$$

para $T \neq T_{ref}$.

B.1.4 Sensibilidade do modelo a k_{Rp}

Por fim, o parâmetro a ser analisado é o coeficiente de variação de R_p com a temperatura, k_{Rp} . Na Figura B.4 (a) é mostrado o impacto da sua variação na expressão matemática de R_p , enquanto que a Figura B.4 (b) é mostrado o respectivo impacto na curva I-V, ambas considerando a irradiância constante. A partir destas figuras, é possível concluir que, mesmo para um valor

Figura B.3 – Sensibilidade do modelo à variações de k_{R_s} sob irradiância constante: (a) Impacto na expressão matemática e (b) impacto na curva I-V.



Fonte: O Autor (2019).

para k_{R_p} de $-9\%/^{\circ}\text{C}$ (valor considerado alto), o impacto nas curvas I-V também é mínimo. Logo, este valor se configura em um bom candidato a limite inferior para o valor de k_{R_p} .

A partir desta Figura, é possível observar que para $k_{R_p} < 0$ só há impacto no valor de R_p para temperaturas abaixo 30°C e que, pelas análises anteriores, para valores acima de $80\ \Omega$ o erro na modelagem deixa de ser considerável. Desta forma, o usuário pode avaliar se realmente é necessária essa modelagem detalhada de R_p , ou se pode poupar algum esforço computacional do processo global ao custo uma pequena perda no significado físico do modelo.

É possível obter uma estimativa do valor de k_{R_p} , para uma determinada curva I-V, fazendo $\gamma_{R_p} = 0$ em (37), resultando em

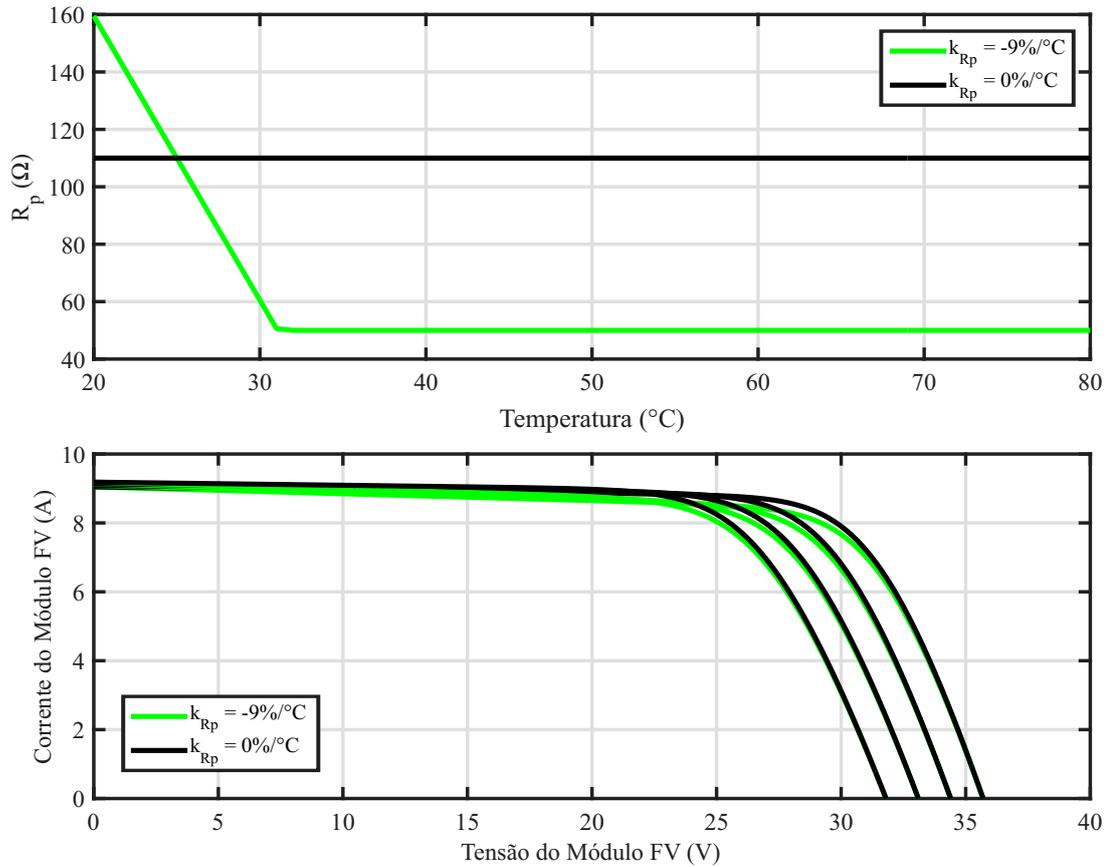
$$k_{R_p} = \frac{\left(\frac{R_p}{R_{p,ref}}\right) - 1}{T - T_{ref}}, \quad (\text{B.4})$$

para $T \neq T_{ref}$.

B.1.5 Determinação dos valores limites dos coeficientes de temperatura e irradiância

A partir das análises mostradas nas subseções anteriores, é possível definir algumas diretrizes a respeito da obtenção dos valores limites dos coeficientes de temperatura e irradiância.

Figura B.4 – Sensibilidade do modelo às variações de k_{Rp} sob irradiância constante: (a) Impacto na expressão matemática e (b) impacto na curva I-V.



Fonte: O Autor (2019).

Por exemplo, pode-se usar os valores obtidos através de (22) e (23) para se obter uma estimativa inicial dos valores limites de γ_{Rs} , γ_{Rp} , k_{Rs} e k_{Rp} :

$$\gamma_{Rs,vet} = \log\left(\frac{s}{s_{ref}}\right) \left(\frac{R_{s,max} - R_{s,ref2}}{R_{s,ref1}}\right) \quad (\text{B.5})$$

$$\gamma_{Rp,vet} = \log\left(\frac{s}{s_{ref}}\right) \left(\frac{R_{p,min}}{R_{p,ref}}\right) \quad (\text{B.6})$$

$$k_{Rs,vet} = \frac{\left(\frac{R_{s,max} - R_{s,ref1}}{R_{s,ref2}}\right) - 1}{T - T_{ref}}, \quad (\text{B.7})$$

$$k_{Rp,vet} = \frac{\left(\frac{R_{p,min}}{R_{p,ref}}\right) - 1}{T - T_{ref}}, \quad (\text{B.8})$$

em que o subíndice vet significa “vetor”.

Estando de posse dessas expressões, é possível aplicar uma metodologia para estimar os valores de interesse. Esta metodologia é descrita a seguir:

1. Primeiro, é escolhido um conjunto de curvas I-V (ou P-V), cobrindo uma boa variação de

- irradiância e temperatura, denominado conjunto de treinamento;
2. A seguir, para cada curva, são calculados os valores correspondentes de $R_{s,max}$ e $R_{p,min}$, através de (22) e (23), respectivamente;
 3. Em seguida, são criados os vetores $\gamma_{Rs,vet}$, $\gamma_{Rp,vet}$, $k_{Rs,vet}$ e $k_{Rp,vet}$, através do cálculo do valor absoluto de (85) - (88) para cada curva do conjunto de treinamento;
 4. Por fim, os valores limítrofes para os parâmetros γ_{Rs} , γ_{Rp} , k_{Rs} e k_{Rp} são estimados através das seguintes expressões:

$$\gamma_{Rs,max} = -\min(\gamma_{Rs,vet})^1, \quad (B.9)$$

$$\gamma_{Rp,min} = -\max(\gamma_{Rp,vet})^2, \quad (B.10)$$

$$k_{Rs,max} = \min(k_{Rs,vet}), \quad (B.11)$$

$$k_{Rp,min} = -\min(k_{Rp,vet}). \quad (B.12)$$

O fluxograma para esta metodologia pode ser visto na Figura B.5.

Para validar esta metodologia, foram testados três conjuntos distintos de curvas I-V, oriundos do modelo de referência. São eles:

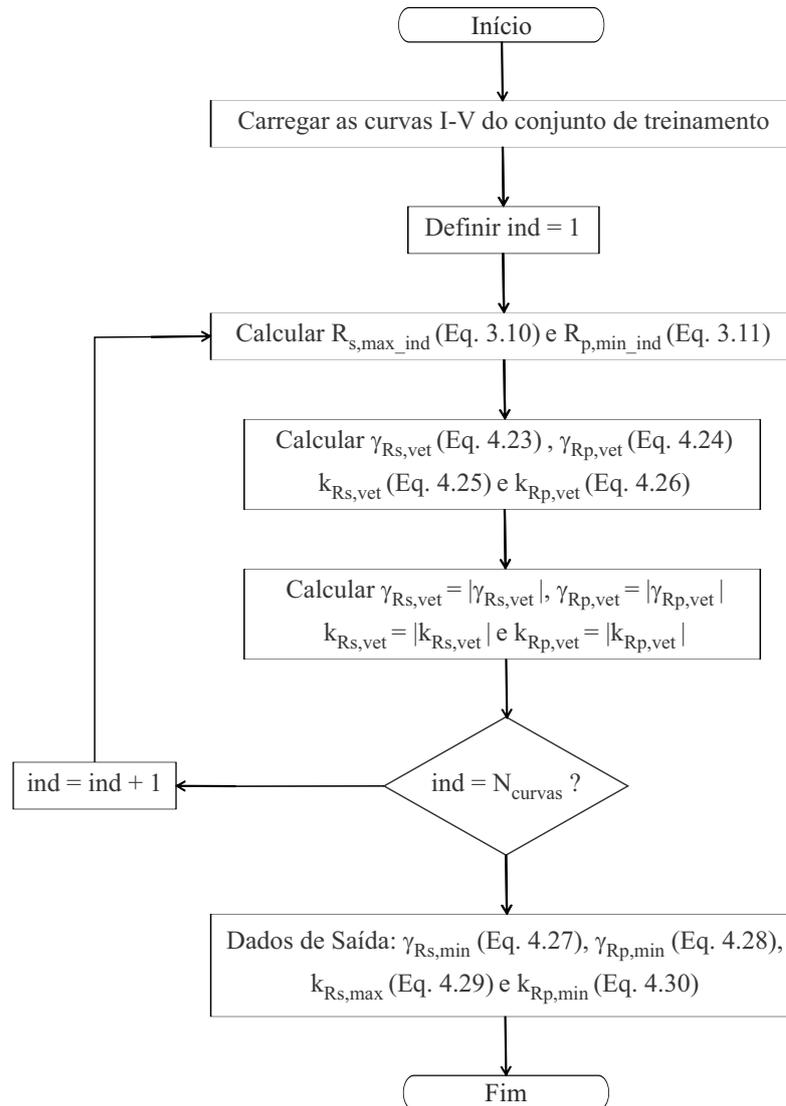
- Conjunto 1: conjunto de curvas com irradiância variável e temperatura constante - [(800 W/m² e 25°C), (600 W/m² e 25°C), (400 W/m² e 25°C) e (200 W/m² e 25°C)];
- Conjunto 2: conjunto de curvas com irradiância constante e temperatura variável - [(1000 W/m² e 35°C), (1000 W/m² e 45°C), (1000 W/m² e 55°C) e (1000 W/m² e 65°C)];
- Conjunto 3: conjunto de curvas com irradiância e temperatura variáveis - [(1000 W/m² e 25°C), (1000 W/m² e 65°C), (800 W/m² e 65°C), (600 W/m² e 65°C), (400 W/m² e 55°C) e (200 W/m² e 65°C)];

O conjunto 1 é usado para analisar a obtenção dos parâmetros $\gamma_{Rs,max}$ e $\gamma_{Rp,min}$, enquanto que o conjunto 2 é usado para analisar a obtenção de $k_{Rs,max}$ e $k_{Rp,min}$. Estes dois conjuntos compoem a chamada “análise idealizada”, já que uma das condições ambientais é mantida em um valor fixo enquanto a outra é variada. dessa forma, só é possível estimar dois dos quatro parâmetros em questão de forma confiável. Por fim, o conjunto 3 é usado para simular uma situação na qual os quatro valores limítrofes são estimados simultaneamente. Este teste é definido como uma “análise realista”, pois reflete justamente uma situação realista na qual irradiância e temperatura variam simultaneamente. Na Tabela B.2 estão resumidos os resultados desse teste. Nela, pode ser visto que os valores obtidos através da “análise idealizada” são bastante semelhantes aos resultados obtidos através da “análise realista”. Além disso, os valores reais se encontram dentro dos limites definidos, comprovando a efetividade da metodologia proposta.

B.2 Sensibilidade da Técnica de Estimação

A seguir, são mostrados os resultados da análise da estimação dos parâmetros do MGNL sob diversas situações, de modo a definir mais algumas diretrizes para o procedimento de

Figura B.5 – Fluxograma do processo de estimação dos valores limites do MGNL.



Fonte: O Autor (2019).

Tabela B.2 – Validação da metodologia de obtenção dos valores limítrofes do MGNL

	$\gamma_{Rs,max}$	$\gamma_{Rp,min}$	$k_{Rs,max} (\%/^{\circ}C)$	$k_{Rp,min} (\%/^{\circ}C)$
Análise Idealizada	Conjunto 1		Conjunto 2	
	-1,83	-2,82	1,7	2,5
Análise Realista	Conjunto 3		Conjunto 3	
	-1,84	-4,69	1,7	2,4
Valores Reais	γ_{Rs} -1,1	γ_{Rp} -0,72	$k_{Rs} (\%/^{\circ}C)$ 0,6	$k_{Rp} (\%/^{\circ}C)$ -0,15

Fonte: O Autor (2019).

estimação de parâmetros do modelo de um módulo fotovoltaico a partir de várias curvas I-V. Como exemplo dessa diretrizes, estão, por exemplo, o número mínimo de curvas I-V necessárias para uma estimação eficiente, entre outros. Para realizar esta tarefa, a técnica de otimização

Tabela B.3 – Sensibilidade do modelo ao número de curvas utilizadas no conjunto de treinamento.

Valores Reais	3 Curvas			4 Curvas			5 Curvas			6 Curvas			7 Curvas		
α_i mA/°C	4,6	4,6	0%	4,6	0%	4,6	0%	4,6	0%	4,6	0%	4,6	0%	4,6	0%
β_T V/°C	-0,13	-0,09	31%	-0,1	23%	-0,09	31%	-0,13	0%	-0,13	0%	-0,13	0%	-0,13	0%
β_S	1,25	1,85	48%	1,72	38%	1,85	48%	1,25	0%	1,25	0%	1,25	0%	1,25	0%
γ_{Rs}	-1,1	0	100%	0	100%	0	100%	-0,68	38%	-0,68	38%	-0,68	38%	-0,68	38%
γ_{Rp}	-0,72	-0,78	8%	-0,72	0%	-0,73	1%	-0,72	0%	-0,72	0%	-0,72	0%	-0,72	0%
k_{Rs} %/°C	0,6	3,88	547%	4,39	632%	4,22	603%	0,9	50%	0,9	50%	0,9	50%	0,9	50%
k_{Rp} %/°C	-0,15	-0,46	207%	-0,15	0%	-0,2	33%	-0,15	0%	-0,15	0%	-0,15	0%	-0,15	0%

Fonte: O Autor (2019).

escolhida para o processo é o PS, de acordo com os resultados obtidos no capítulo anterior.

Para estes testes, foram geradas 25 curvas I-V, variando a irradiância de 200 a 1000 W/m², com um passo de 200 W/m², e variando a temperatura de 25 a 65°C, com um passo de 10°C.

B.2.1 Sensibilidade ao número de curvas utilizadas no conjunto de treinamento

A primeira diretriz a ser definida é o número necessário de curvas I-V a serem utilizadas no conjunto de treinamento para que sejam estimados parâmetros satisfatórios para o MGNL. Os resultados desta análise são mostrados na Tabela B.3, a qual mostra a evolução dos erros dos parâmetros estimados para um número de curvas variando de três a sete. O critério de escolha dos valores de S e T das curvas I-V está descrito no próximo item. As curvas utilizadas neste teste são especificadas a seguir:

- Estimação com 3 curvas: [(1000 W/m² e 25°C), (600 W/m² e 35°C) e (200 W/m² e 65°C)];
- Estimação com 4 curvas: [(1000 W/m² e 25°C), (800 W/m² e 45°C), (400 W/m² e 25°C) e (200 W/m² e 65°C)];
- Estimação com 5 curvas: [(1000 W/m² e 25°C), (800 W/m² e 25°C), (600 W/m² e 35°C), (400 W/m² e 45°C) e (200 W/m² e 65°C)];
- Estimação com 6 curvas: [(1000 W/m² e 25°C), (1000 W/m² e 65°C), (800 W/m² e 65°C), (600 W/m² e 65°C), (400 W/m² e 55°C) e (200 W/m² e 65°C)];
- Estimação com 7 curvas: [(1000 W/m² e 25°C), (1000 W/m² e 55°C), (800 W/m² e 45°C), (600 W/m² e 35°C), (400 W/m² e 65°C) e (200 W/m² e 65°C)];

Percebe-se que, até cinco curvas, existem erros em todos os parâmetros. Mas a partir de seis curvas, a maioria do erros zera. Ainda assim, é interessante notar que os erros relativos aos parâmetros γ_{Rs} e k_{Rs} não zeraram, indicando que esses parâmetros possuem menos sensibilidade à técnica usada para estimar os parâmetros. Contudo, como os erros dos demais parâmetros convergiram para zero, considera-se que a técnica está válida para estimar os parâmetros do

Tabela B.4 – Sensibilidade do modelo à faixa de S e T adotada no conjunto de treinamento.

Valores Reais	Caso 1			Caso 2			Caso 3			Caso 4			Caso 5		
β_T V/°C	-0,13	-0,13	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%
β_S	1,25	1,25	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%
γ_{Rs}	-1,1	-0,61	45%	-0,82	25%	0%	-0,86	22%	0%	-0,74	33%	0%	-0,75	32%	0%
γ_{Rp}	-0,72	-0,72	0%	-0,72	0%	0%	-0,73	1%	0%	-0,72	0%	0%	-0,72	0%	0%
k_{Rs} %/°C	0,6	0	100%	0	100%	0%	0	100%	0%	0	100%	0%	0	100%	0%
k_{Rp} %/°C	-0,15	-0,21	40%	-0,19	27%	0%	-0,22	47%	0%	-0,24	60%	0%	-0,24	60%	0%

Fonte: O Autor (2019).

modelo proposto. Sendo assim, fica definido como seis o número mínimo necessário de curvas I-V a serem utilizadas no conjunto de treinamento. No entanto, nada impede que o usuário utilize um número maior de curvas, desde que se leve em consideração o custo computacional necessário.

B.2.2 Sensibilidade à faixa de S e T adotada no conjunto de treinamento

A próxima diretriz a ser analisada é a faixa de valores de S e T adotada no conjunto de treinamento. Para selecionar esses valores, primeiro as curvas são classificadas em função da sua potência máxima. De posse dos valores de potência máxima e mínima disponíveis, procurou-se selecionar curvas I-V que estivessem igualmente espaçadas entre esses dois valores. Com isso, as curvas do conjunto de treinamento conseguem abranger uma boa variação tanto de irradiância como de temperatura. A Tabela B.4 mostra os resultados desta análise.

Especificamente para este teste, foram geradas 100 curvas I-V, variando a irradiância de 100 W/m^2 a 1000 W/m^2 , com um passo de 100 W/m^2 , e variando a temperatura de 20°C a 65°C , com um passo de 5°C . As curvas utilizadas neste teste são especificadas a seguir:

- Caso 1: [(1000 W/m^2 e 25°C), (1000 W/m^2 e 65°C), (800 W/m^2 e 65°C), (600 W/m^2 e 65°C), (400 W/m^2 e 55°C) e (200 W/m^2 e 65°C)];
- Caso 2: [(1000 W/m^2 e 20°C), (900 W/m^2 e 40°C), (700 W/m^2 e 40°C), (500 W/m^2 e 45°C), (300 W/m^2 e 45°C) e (100 W/m^2 e 65°C)];
- Caso 3: [(900 W/m^2 e 30°C), (800 W/m^2 e 40°C), (700 W/m^2 e 50°C), (600 W/m^2 e 60°C), (400 W/m^2 e 35°C) e (300 W/m^2 e 60°C)];
- Caso 4: [(800 W/m^2 e 35°C), (700 W/m^2 e 40°C), (600 W/m^2 e 35°C), (600 W/m^2 e 55°C), (500 W/m^2 e 50°C) e (400 W/m^2 e 55°C)];
- Caso 5: [(700 W/m^2 e 40°C), (700 W/m^2 e 45°C), (600 W/m^2 e 40°C), (600 W/m^2 e 50°C), (500 W/m^2 e 45°C) e (500 W/m^2 e 50°C)];

Percebe-se que os erros não sofrem variações significativas, mostrando que a escolha da

faixa de S e T pode ser arbitrária, desde que contenha, pelo menos, três valores diferentes cada de irradiância e temperatura. Os elevados valores de erros encontrados para k_{Rs} evidenciam mais uma vez a sua baixa sensibilidade em relação à técnica usada para estimar os parâmetros. B.2.3

Sensibilidade à escolha da curva de referência Em relação à escolha da curva de referência, na Tabela B.5 são mostrados os resultados a partir da análise através do conjunto 1 do item anterior, variando apenas a curva de referência.

Percebe-se, mais uma vez, que os erros não sofrem variações significativas, mostrando que a escolha da curva de referência pode ser arbitrária, pois não irá afetar os resultados globais. Por exemplo, pode-se adotar como critério de escolha a curva cuja potência máxima seja mais próxima do valor médio de potência máxima dentre as curvas que compoem o conjunto de treinamento. Por exemplo, se forem usadas curvas com potências máximas de 300, 250, 200, 150 e 100 W, a curva de referência escolhida será a de 200 W.

B.2.4 Sensibilidade à exatidão dos sensores de irradiância e temperatura

Por fim, é analisada a eficácia do MGNL diante da imprecisão dos sensores de irradiância e temperatura. Na Tabela B.6 são mostrados os resultados, a partir da análise através do mesmo conjunto 1 analisado no item anterior, do impacto da presença de erros de até 3% nos valores de S e T no processo de estimação.

Mais uma vez, os erros não sofrem variações significativas, exceto pelo valor α_i , que apresenta um erro linearmente crescente, como era esperado. Isso se dá pelo fato de que como o erro é o mesmo para todas as curvas (teoricamente), o processo de estimação dos parâmetros que denotam as variações em função de S e T permanece inalterado. O único parâmetro que sofre algum impacto é α_i , pois ele está diretamente relacionado com o valores de $I_{sc,ref}$. Sendo assim, α_i pode ser usado como indicativo da presença de erros de medição nos valores de S e T .

Tabela B.5 – Sensibilidade do modelo à escolha da curva de referência.

Valores Reais	1000 e 65			800 e 65			600 e 65			400 e 55			200 e 65			1000 e 25				
β_T V/°C	-0,13	-0,13	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%	-0,13	0%	0%	-0,14	8%	0%	-0,13	0%
β_S	1,25	1,25	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%	0%	1,25	0%
γ_{Rs}	-1,1	-0,54	51%	-0,65	41%	0%	-0,63	43%	0%	-0,89	19%	0%	-2,19	99%	0%	-0,68	38%	0%		
γ_{Rp}	-0,72	-0,72	0%	-0,72	0%	0%	-0,71	1%	0%	-0,72	0%	0%	-0,72	0%	0%	-0,72	0%	0%	-0,72	0%
k_{Rs} %/°C	0,6	0,76	27%	0,66	10%	0%	0,66	10%	0%	0,56	7%	0%	0,49	18%	0%	0,9	50%	0%		
k_{Rp} %/°C	-0,15	-0,16	7%	-0,16	7%	0%	-0,15	0%	0%	-0,16	7%	0%	-0,15	0%	0%	-0,15	0%	0%	-0,15	0%

Fonte: O Autor (2019).

Tabela B.6 – Sensibilidade do modelo à exatidão dos sensores de irradiância e temperatura.

Valores Reais	Erros de 1%		Erros de 2%		Erros de 3%		
α_i mA/°C	4,6	4,69	2%	4,79	4%	4,88	6%
β_T V/°C	-0,13	-0,13	0%	-0,13	0%	-0,13	0%
β_S	1,25	1,25	0%	1,25	0%	1,25	0%
γ_{Rs}	-1,1	-0,68	38%	-0,67	39%	-0,67	39%
γ_{Rp}	-0,72	-0,72	0%	-0,72	0%	-0,72	0%
k_{Rs} %/°C	0,6	0,91	52%	0,93	55%	0,94	57%
k_{Rp} %/°C	-0,15	-0,15	0%	-0,15	0%	-0,15	0%

Fonte: O Autor (2019).

APÊNDICE C – SCRIPT DA TÉCNICA PS-EMAP

C.1 Script Principal

```

1 clear all
2 close all
3 clc
4
5 % Constantes do módulo
6 load constantes_xSi11246 % Carrega os valores do número de células ...
   em série do módulo (Ns), da carga do elétron (q) e da constante ...
   de Boltzmann (K)
7
8 Sref = 964; % Valor da irradiância [W/m^2] da curva ...
   de referência
9 Tref = 57; % Valor da temperatura °[C] da curva de ...
   referência
10 save cond_ref Sref Tref % Salva os valores de irradiância e ...
   temperatura definidos como condição ambiental de referência
11
12 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
13 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
14 load(curva) % Carrega os pontos I-V da curva com nome ...
   ``IxV_S964_T57``
15
16 T = Tref+273; % Passa a temperatura para Kelvin
17
18 V_ref = V_curva;
19 I_ref = I_curva;
20 P_ref = V_curva.*I_curva;
21 N_ref = length(V_ref);
22
23 % Novos Voc e Isc
24 Voc_ref = V_ref(N_ref); % Define o valor de Voc da curva de ...
   referência
25 Isc_ref = I_ref(1); % Define o valor de Isc da curva de ...
   referência
26 Voc = Voc_ref;
27 Isc = Isc_ref;
28
29 [Pmax,ind] = max(P_ref); % Define o ponto de máxima potência da curva
30 Vmp = V_curva(ind);
31 Imp = I_curva(ind);
32

```

```

33 Rs_max = (Voc - Vmp)/Imp;
34 Rp_min = Vmp/(Isc - Imp);
35
36 tic
37 ObjectiveFunction = @Function_PS_EMAP;           % Aplica o algoritmo ...
           de otimização
38 LB = [0      ;Rp_min;1;Isc_ref  ;1000;25];      % Vetor limite inferior
39 UB = [Rs_max;1e4  ;2;Isc_ref+1;1000;25];      % Vetor limite superior
40
41 load Explicito_xSi11246_ref x                   % Carrega o resultado do ...
           processo de estimação da técnica explícita escolhida
42
43 X0 = [x(1);x(2);x(3);Isc_ref;1000;25]; %Ponto inicial da busca
44
45 options = ...
           psoptimset('PlotFcns',{@psplotbestf},'MaxIter',1e3,'MaxFunEvals',1e4,...
46           'TolMesh',eps,'TolX',eps,'TolFun',eps);
47 [x,fval] = ...
           patternsearch(ObjectiveFunction,X0,[],[],[],[],LB,UB,options);
48
49 Erro_ref = fval; % Valor ímimo encontrado para a função objetivo
50
51 tempo = toc; % Calcula o tempo do processo de estimação
52
53 % Resultado do processo de estimação de parâmetros
54 Rs_ref = x(1);
55 Rp_ref = x(2);
56 A_ref = x(3);
57 Ig_ref = x(4);
58 Vt_ref = (A_ref*K*T*Ns)/q;
59 Isat_ref = (Ig_ref - Voc_ref/Rp_ref)/(exp(Voc_ref/Vt_ref) - 1);
60 x(5) = Isat_ref;
61
62 save PS_5P_xSi11246_EMAP_ref x Rs_ref Rp_ref A_ref Ig_ref Isat_ref ...
           Voc_ref Isc_ref Vt_ref Erro_ref tempo

```

C.2 Script Auxiliar - function PS-EMAP

```

1 *****
2           Determinação do EMAP a partir do algoritmo PS
3 *****
4
5 function F = Function_PS_EMAP(x)
6 load constantes_xSi11246           % Carrega os valores do número de ...
           células em série do módulo (Ns), da carga do elétron (q) e da ...

```

```

    constante de Boltzmann (K)
7 load cond_ref % Carrega os valores de ...
    irradiância (964) e temperatura (57) definidos como condição ...
    ambiental de referência
8
9 T = Tref + 273; % Passa a temperatura para Kelvin
10 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
11 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
12 load(curva) % Carrega os pontos I-V da curva ...
    com nome ``IxV_S964_T57''
13
14 V_ref = V_curva;
15 I_ref = I_curva;
16 P_ref = V_curva.*I_curva;
17 N_ref = length(V_ref); % Calcula o número de pontos da ...
    curva I-V
18
19 Voc_ref = V_ref(N_ref);
20 Isc_ref = I_ref(1);
21
22 Voc = Voc_ref; % Define o valor de Voc
23 Isc = Isc_ref; % Define o valor de Isc
24
25 P_mod_ref = zeros(1,N_ref);
26 erro_ap_ref = zeros(1,N_ref);
27
28 Rs = x(1);
29 Rp = x(2);
30 A = x(3);
31 Ig = x(4);
32 Vt = (A*K*T*Ns)/q;
33 Isat = (Ig - Voc/Rp)/(exp(Voc/Vt)-1);
34 I = Isc; %Valor inicial da corrente
35
36 max_i = 0; % Inicializa o máximo número de iterações em zero
37 for ind = 1:1:N_ref
38     Id = Isat*(exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)-1);
39     I = Ig-Id-((V_ref(ind)+Rs*I)/Rp);
40     for i = 1:1:10 % Inicia o método Newton-Raphson de determinação ...
        do zero da função objetivo
41         g_I = ...
            Ig-I-Isat*(exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)-1)-((V_ref(ind)+Rs*I)/Rp); ...
            % Calcula a função objetivo no último ponto de corrente I_k
42         dg_I = (-Rs*Isat*exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)/Vt) - Rs/Rp - 1; ...
            % Calcula a derivada da função objetivo no último ponto ...
            de corrente I_k
43         dI = - g_I/dg_I; % Parcela de incremento de corrente em ...

```

```
        relação ao valor anterior
44     I = I + dI; % Calcula I_k+1 a partir de I_k e do incremento
45     if (abs(dI) < 1e-6) % Checa se o incremento é menor que 1uA ...
        - critério de convergência
46         if (i > max_i) % Se sim, verifica se a iteração que ...
            ocorreu a convergência é maior que a máxima
47             max_i = i; % Se sim, diz que a máxima é a iteração atual
48         end
49         break % Se convergiu, saia do loop 'for' mais interno ...
            com o valor de I_k+1 da última iteração
50     end
51     if (i == 10) % Se i = 10, significa que o método não ...
        convergiu ainda
52         max_i = 10;
53         %             disp('Método Newton-Raphson não convergiu ...
            ainda!') % Aviso de não-convergência
54     end
55 end
56
57 if I < 0
58     I = 0;
59 end
60 P = V_ref(ind)*I;
61 P_mod_ref(ind) = P;
62 erro_ap_ref(ind) = abs(P_mod_ref(ind) - P_ref(ind));
63 end
64
65 EMAP_ref = sum(erro_ap_ref)/N_ref;
66
67 F = EMAP_ref; % Resultado da função objetivo
68
69 end
```

APÊNDICE D – SCRIPT PARA ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MGNL

D.1 Script Principal

```

1 *****
2     Etapa 1 - Determinação dos parâmetros de referência
3 *****
4 clear all
5 close all
6 clc
7
8 load constantes_xSi11246
9
10 Sref = 754;
11 Tref = 51;
12 save Valores_ref Sref Tref
13
14 T = Tref+273;
15
16 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
17 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
18 load(curva)
19 V_ref = V_curva;
20 I_ref = I_curva;
21 P_ref = V_curva.*I_curva;
22 N_ref = length(V_ref);
23
24 Isc_ref = I_curva(1);
25 Voc_ref = V_curva(N_ref);
26
27 Voc = Voc_ref;
28 Isc = Isc_ref;
29 [Pmax,ind] = max(P_ref);
30 Vmp = V_curva(ind);
31 Imp = I_curva(ind);
32
33 Rs_max = (Voc - Vmp)/Imp;
34 Rp_min = Vmp/(Isc - Imp);
35
36 tic
37 ObjectiveFunction = @Function_EMAP_3P;
38
39 LB = [0;Rp_min;1];    % Lower bound
40 UB = [Rs_max;1e4;2]; % Upper bound

```

```

41 load Explicito_xSi11246_ref x
42 X0 = [x(1);x(2);x(3)];
43 options = ...
    psoptimset('PlotFcns',{@psplotbestf},'MaxIter',1e3,'MaxFunEvals',1e4,...
44             'TolMesh',eps,'TolX',eps,'TolFun',eps);
45 [x, fval] = ...
    patternsearch(ObjectiveFunction,X0,[],[],[],[],LB,UB,options);
46 tempol = toc;
47
48
49 Rs_ref = x(1);
50 Rp_ref = x(2);
51 A_ref = x(3);
52 Ig_ref = Isc*(1 + Rs_ref/Rp_ref);
53 Vt = (A_ref*K*T*Ns)/q;
54 Isat_ref = (Ig_ref - Voc/Rp_ref)/(exp(Voc/Vt) - 1);
55
56
57
58 save PS_3P_xSi11246_EMAP_ref Rs_ref Rp_ref A_ref Ig_ref Isat_ref ...
    fval Isc_ref Voc_ref Sref Tref tempol
59
60 %%
61 *****
62     Etapa 2 - Determinação dos parâmetros relativos a Isc e Voc
63 *****
64
65 clear all
66 close all
67 clc
68
69 conjunto_treino = [1122 58;                               % Definição das curvas I-V ...
    do conjunto de treinamento
70                 964 57;
71                 754 51;
72                 595 46;
73                 392 43;
74                 283 42];
75
76 save treino
77
78 tic
79 ObjectiveFunction = @Function_Isc;
80 LB = 1e-4; % Lower bound
81 UB = 1e-2; % Upper bound
82 X0 = 6.01e-4; % Ponto inicial dado pelo ...
    datasheet

```

```

83
84 options = ...
      psoptimset('PlotFcns',{@psplotbestf},'MaxIter',1e3,'MaxFunEvals',1e4,...
85               'TolMesh',eps,'TolX',eps,'TolFun',eps);
86 y = patternsearch(ObjectiveFunction,X0,[],[],[],[],LB,UB,options);
87 tempo2 = toc;      % Tempo de simulação: X min
88
89 alfa_i = y;
90
91 tic
92 ObjectiveFunction = @Function_Voc;
93 LB = [-1;0];      % Lower bound
94 UB = [-1e-3;2];  % Upper bound
95 X0 = [-0.07;1];   % valor inicial de beta_t dado ...
      pelo datasheet.
96
      % O valor inicial de beta_S ...
      foi escolhido arbitrariamente.
97
98 options = ...
      psoptimset('PlotFcns',{@psplotbestf},'MaxIter',1e3,'MaxFunEvals',1e4,...
99               'TolMesh',eps,'TolX',eps,'TolFun',eps);
100 y = patternsearch(ObjectiveFunction,X0,[],[],[],[],LB,UB,options);
101 tempo3 = toc;     % Tempo de simulação: X min
102
103 beta_T = y(1);
104 beta_S = y(2);
105
106
107 save PS_Isc_Voc_xSi11246 alfa_i beta_T beta_S tempo2 tempo3
108 %%
109 *****
110             Etapa 3 - Determinação dos demais parâmetros do MGNL
111 *****
112
113 clc
114 clear all
115 close all
116
117 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref Rs_ref Rp_ref Sref Tref
118
119 load treino
120
121 N_curvas = length(conjunto_treino);
122
123 gama_Rs_max_vet = zeros(1,N_curvas);
124 gama_Rp_min_vet = zeros(1,N_curvas);
125 k_Rs_max_vet = zeros(1,N_curvas);

```

```

126 k_Rp_max_vet = zeros(1,N_curvas);
127
128 for ii = 1:1:N_curvas           % Algoritmo da Figura B.5
129     S = conjunto_treino(ii,1);
130     T = conjunto_treino(ii,2);
131
132     nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
133     curva = sprintf(nome_arq,S,T);
134     load(curva)
135
136     P_curva = V_curva.*I_curva;
137     Voc = V_curva(end);
138     Isc = I_curva(1);
139     [Pmax,ind] = max(P_curva);
140     Vmp = V_curva(ind);
141     Imp = I_curva(ind);
142
143     Rs_max = (Voc - Vmp)/Imp;
144     Rp_min = Vmp/(Isc - Imp);
145     % Cálculo de gama_Rs
146     gama_Rs_max = (log((Rs_max - (Rs_ref/2))/(Rs_ref/2)))/(log(S/Sref));
147     gama_Rs_max_vet(ii) = abs(gama_Rs_max);
148     % Cálculo de gama_Rp
149     gama_Rp_min = (log(Rp_min/Rp_ref))/(log(S/Sref));
150     if (gama_Rp_min == Inf) || (gama_Rp_min == -Inf)
151         gama_Rp_min = 0;
152     end
153     gama_Rp_min_vet(ii) = abs(gama_Rp_min);
154     % Cálculo de k_Rs
155     k_Rs_max = (((Rs_max-Rs_ref)/Rs_ref) - 1)/(T - Tref);
156     k_Rs_max_vet(ii) = abs(k_Rs_max);
157     % Cálculo de k_Rp
158     k_Rp_min = ((Rp_min/Rp_ref) - 1)/(T - Tref);
159     k_Rp_min_vet(ii) = abs(k_Rp_min);
160 end
161
162 gama_Rs_min = -min(gama_Rs_max_vet);
163 gama_Rp_min = -max(gama_Rp_min_vet);
164 k_Rs_max = min(k_Rs_max_vet);
165 k_Rp_max = min(k_Rp_min_vet);
166
167 tic
168 ObjectiveFunction = @Function_EMAP_3P_N_Curvas;
169 LB = [gama_Rs_min;gama_Rp_min;-k_Rs_max;-k_Rp_max;0      ;0      ]; % ...
      Lower bound
170 UB = [0      ;0      ;k_Rs_max ;0      ;Rs_ref;Rs_ref]; % ...
      Upper bound

```

```

171 X0 = ((UB - LB)/2); % Starting point
172 options = ...
    psoptimset('PlotFcns',{@psplotbestf},'MaxIter',1e3,'MaxFunEvals',...
173             1e4,'TolMesh',eps,'TolX',eps,'TolFun',eps);
174 [y,fval] = ...
    patternsearch(ObjectiveFunction,X0,[],[],[],[],LB,UB,options);
175 tempo4 = toc; % Tempo de simulação: X min
176
177 gama_Rs = y(1);
178 gama_Rp = y(2);
179 k_Rs = y(3);
180 k_Rp = y(4);
181 Rs_S_ref = y(5);
182 Rs_T_ref = y(6);
183
184 save EPAM_xSi11246 gama_Rs gama_Rp k_Rs k_Rp Rs_S_ref Rs_T_ref tempo4
185
186 %% Cálculo dos Erros
187 clc
188 clear all
189 close all
190
191 load Valores_ref
192
193 x = [Function_EPAM(Sref,Tref) Sref Tref];
194 EMAP_ref = Function_EMAP(x);
195
196 load treino
197
198 erros_av = Function_EMAP_av(conjunto_treino);
199
200 save erros_xSi11246_EPAM EMAP_ref erros_av
201
202 %% Resultados
203 clc
204 clear all
205 close all
206
207 load PS_Isc_Voc_xSi11246 alfa_i kv_T kv_S tempo2 tempo3
208 load EPAM_xSi11246 Rs_S_ref Rs_T_ref gama_Rs gama_Rp k_Rs k_Rp tempo4
209 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref Rp_ref A_ref Ig_ref Isat_ref Isc_ref ...
    Voc_ref tempol
210 load erros_xSi11246_EPAM
211
212 fprintf('***** Valores Estimados para as Condições ref ...
    *****\n');
213 % fprintf('Figura de mérito da estimação: %s \n',fig_merito);

```

```

214 fprintf('Fator de idealidade (A) estimado: %4.2f \n',A_ref);
215 fprintf('Resistência série (Rs) estimada: %4.2f ...
      ohms\n', (Rs_S_ref+Rs_T_ref));
216 fprintf('Parcela de Rs referente à irradiância: %4.2f ohms\n',Rs_S_ref);
217 fprintf('Parcela de Rs referente à temperatura: %4.2f ohms\n',Rs_T_ref);
218 fprintf('Resistência shunt (Rp) estimada: %4.2f ohms \n',Rp_ref);
219 fprintf('Corrente Fotogerada (Ig) estimada: %4.2f A \n',Ig_ref);
220 fprintf('Corrente de Saturação (Isat) estimada: %4.2f nA ...
      \n', Isat_ref*10^9);
221 fprintf('Coeficiente de Temperatura de Isc: %4.2f mA°/C \n', alfa*10^3);
222 fprintf('Coeficiente de Temperatura de Voc: %4.2f V°/C \n',kv_T);
223 fprintf('Coeficiente de Irradiância de Voc: %4.2f \n',kv_S);
224 fprintf('Tempo total da simulação: %4.2f \n',tempo1 + tempo2 + ...
      tempo3 + tempo4);
225 fprintf('\n');
226 fprintf('Coeficiente de variação de Rs com a irradiância (gama_{Rs}) ...
      estimado: %4.2f \n', gama_Rs);
227 fprintf('Coeficiente de variação de Rp com a irradiância (gama_{Rp}) ...
      estimado: %4.2f \n', gama_Rp);
228 fprintf('Coeficiente de variação de Rs com a temperatura (k_{Rs}) ...
      estimado: %4.2f °%/C \n', k_Rs*100);
229 fprintf('Coeficiente de variação de Rp com a temperatura (k_{Rp}) ...
      estimado: %4.2f °%/C \n', k_Rp*100);
230 fprintf('*****\n');
231 fprintf('\n');
232 fprintf('*****\n');
233 % fprintf('EMAP para a curva de referência: %4.2f W \n',EMAP_ref);
234 fprintf('Média dos EMAPNs: %4.2f %% \n',erros_av(1));
235 fprintf('Média dos NRMSDs: %4.2f %% \n',erros_av(2));

```

D.2 Scripts Auxiliares

D.2.1 Function-EMAP-3P

```

1 *****
2     Determina os parâmetros Rs, Rp e A a partir de uma curva I-V
3 *****
4
5 function F = Function_EMAP_3P(x)
6 load Valores_ref
7 T = Tref+273;
8
9 load constantes_xSi11246
10
11 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';

```

```

12 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
13 load(curva)
14 V_ref = V_curva;
15 I_ref = I_curva;
16 P_ref = V_curva.*I_curva;
17 N_ref = length(V_ref);
18
19 Isc_ref = I_ref(1);
20 Voc_ref = V_ref(N_ref);
21
22 Voc = Voc_ref;
23 Isc = Isc_ref;
24
25 P_mod_ref = zeros(1,N_ref);
26 erro_ap_ref = zeros(1,N_ref);
27
28 Rs = x(1);
29 Rp = x(2);
30 A = x(3);
31 % Ig = x(4);
32 % Isat = x(5);
33 Ig = Isc*(1 + Rs/Rp);
34 Vt = (A*K*T*Ns)/q;
35 Isat = (Ig - Voc/Rp)/(exp(Voc/Vt) - 1);
36 I = Isc;          %Valor inicial da corrente
37
38 max_i = 0; % Inicializa o máximo número de iterações em zero
39 for ind = 1:1:N_ref
40     Id = Isat*(exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)-1);
41     I = Ig-Id-((V_ref(ind)+Rs*I)/Rp);
42     for i = 1:1:10 % Inicia o método Newton-Raphson de determinação ...
43         do zero da função objetivo
44             g_I = ...
45                 Ig-I-Isat*(exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)-1)-((V_ref(ind)+Rs*I)/Rp); ...
46                 % Calcula a função objetivo no último ponto de corrente I_k
47             dg_I = (-Rs*Isat*exp((V_ref(ind)+Rs*I)/Vt)/Vt) - Rs/Rp - 1; ...
48                 % Calcula a derivada da função objetivo no último ponto ...
49                 de corrente I_k
50             dI = - g_I/dg_I; % Parcela de incremento de corrente em ...
51                 relação ao valor anterior
52             I = I + dI; % Calcula I_k+1 a partir de I_k e do incremento
53             if (abs(dI) < 1e-6) % Checa se o incremento é menor que 1uA ...
54                 - critério de convergência
55                 if (i > max_i) % Se sim, verifica se a iteração que ...
56                     ocorreu a convergência é maior que a máxima
57                     max_i = i; % Se sim, diz que a máxima é a iteração atual
58             end

```

```

51         break % Se convergiu, saia do loop 'for' mais interno ...
           com o valor de I_k+1 da última iteração
52     end
53     if (i == 10) % Se i = 10, significa que o método não ...
           convergiu ainda
54         max_i = 10;
55 %         disp('Método Newton-Raphson não convergiu ainda!') % ...
           Aviso de não-convergência
56     end
57 end
58
59 if I < 0
60     I = 0;
61 end
62 P = V_ref(ind)*I;
63 P_mod_ref(ind) = P;
64 erro_ap_ref(ind) = abs(P_mod_ref(ind) - P_ref(ind));
65 end
66 % disp(max_i) % Mostra o máximo número de iterações necessário no ...
           método Newton-Raphson
67
68 EMAP_ref = sum(erro_ap_ref)/N_ref;
69
70 F = EMAP_ref;
71 end

```

D.2.2 Function-Isc

```

1 *****
2             Determinação do parâmetro alfa_i
3 *****
4
5 function F = Function_Isc(x)
6
7 load constantes_xSi11246
8 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
9
10 load Valores_ref
11
12 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
13 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
14 load(curva)
15
16 Isc_ref = I_curva(1);
17

```

```

18 load treino
19
20 N_curvas = length(conjunto_treino);
21
22 Func_Isc = zeros(1,N_curvas);
23
24 for ii = 1:1:N_curvas
25     S = conjunto_treino(ii,1);
26     T = conjunto_treino(ii,2);
27
28 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
29 curva = sprintf(nome_arq,S,T);
30 load(curva)
31
32
33     Isc = I_curva(1);
34
35
36     Isc_calc = (Isc_ref + x(1)*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref);
37
38     Func_Isc(ii) = abs(Isc_calc - Isc);
39 end
40
41 Func_Isc = sum(Func_Isc);
42
43 F = Func_Isc;
44 end

```

D.2.3 Function-Voc

```

1 *****
2             Determinação dos parâmetros beta_S e beta_T
3 *****
4
5 function F = Function_Voc(x)
6
7 load constantes_xSi11246
8 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
9
10 load Valores_ref
11
12 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
13 curva = sprintf(nome_arq,Sref,Tref);
14 load(curva)
15

```

```

16 Voc_ref = V_curva(end);
17
18 load treino
19
20 N_curvas = length(conjunto_treino);
21
22 Func_Voc = zeros(1,N_curvas);
23
24 for ii = 1:1:N_curvas
25     S = conjunto_treino(ii,1);
26     T = conjunto_treino(ii,2);
27
28 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
29 curva = sprintf(nome_arq,S,T);
30 load(curva)
31
32     Voc = V_curva(end);
33
34     Vt = (A_ref*K*(T+273)*Ns)/q;
35
36     Voc_calc = Voc_ref + x(1)*((T+273) - (Tref+273)) + ...
37             x(2)*Vt*log(S/Sref);
38     Func_Voc(ii) = abs(Voc_calc - Voc);
39 end
40
41 Func_Voc = sum(Func_Voc);
42
43 F = Func_Voc;
44 end

```

D.2.4 Function-EMAP-3P-N-Curvas

```

1 *****
2  Determinação dos parâmetros Rs,ref1, Rs,ref2, gama_Rs, gama_Rp, ...
3     k_Rs e k_Rp a partir de N curvas I-V
4 *****
5 function F = Function_EMAP_3P_7Curvas(x)
6 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
7
8 load constantes_xSi11246
9 load PS_Isc_Voc_xSi11246
10
11 load treino

```

```

12
13 N_curvas = length(conjunto_treino);
14
15 EMAP_vet = zeros(1,N_curvas);
16
17
18 for ii = 1:1:N_curvas
19
20     S = conjunto_treino(ii,1);
21     T = conjunto_treino(ii,2);
22
23
24     nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
25     curva = sprintf(nome_arq,S,T);
26     load(curva)
27
28     V_treino = V_curva;
29     I_treino = I_curva;
30     P_treino = V_curva.*I_curva;
31     N_treino = length(V_treino);
32
33
34     P_mod_treino = zeros(1,N_treino);
35     I_mod_treino = zeros(1,N_treino);
36     erro_ap_treino = zeros(1,N_treino);
37     erro_RMSD_treino = zeros(1,N_treino);
38
39     Rs = x(5)*(S/Sref)^(x(1)) + x(6)*(1 + x(3)*((T+273) - (Tref+273)));
40     Rp = Rp_ref*(1 + x(4)*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref)^(x(2));
41     A = A_ref;
42     Vt = (A*K*(T+273)*Ns)/q;
43     Isc = (Isc_ref + alfa_i*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref);
44     Voc = Voc_ref + beta_T*((T+273) - (Tref+273)) + ...
         beta_S*Vt*log(S/Sref);
45     Ig = Isc*(1 + Rs/Rp);
46     Isat = (Ig - Voc/Rp)/(exp(Voc/Vt)-1);
47
48     I = Isc;           %Valor inicial da corrente
49     max_i = 0; % Inicializa o máximo número de iterações em zero
50     for ind = 1:1:N_treino
51         Id = Isat*(exp((V_treino(ind)+Rs*I)/Vt)-1);
52         I = Ig-Id-((V_treino(ind)+Rs*I)/Rp);
53         for i = 1:1:10 % Inicia o método Newton-Raphson de ...
            determinação do zero da função objetivo
54             g_I = Ig-I-Isat*(exp((V_treino(ind)+Rs*I)/Vt)-1)-...
55                 ((V_treino(ind)+Rs*I)/Rp); % Calcula a função ...
            objetivo no último ponto de corrente I_k

```

```

56         dg_I = (-Rs*Isat*exp((V_treino(ind)+Rs*I)/Vt)/Vt) - ...
            Rs/Rp - 1; % Calcula a derivada da função objetivo no ...
            último ponto de corrente I_k
57         dI = - g_I/dg_I; % Parcela de incremento de corrente em ...
            relação ao valor anterior
58         I = I + dI; % Calcula I_k+1 a partir de I_k e do incremento
59         if (abs(dI) < 1e-6) % Checa se o incremento é menor que ...
            luA - critério de convergência
60             if (i > max_i) % Se sim, verifica se a iteração que ...
                ocorreu a convergência é maior que a máxima
61                 max_i = i; % Se sim, diz que a máxima é a ...
                    iteração atual
62             end
63             break % Se convergiu, saia do loop 'for' mais ...
                interno com o valor de I_k+1 da última iteração
64         end
65         if (i == 10) % Se i = 10, significa que o método não ...
            convergiu ainda
66             max_i = 10;
67             %             disp('Método Newton-Raphson não ...
                convergiu ainda!') % Aviso de não-convergência
68         end
69     end
70
71     if I < 0
72         I = 0;
73     end
74     P = V_treino(ind)*I;
75     I_mod_treino(ind) = I;
76     P_mod_treino(ind) = P;
77     erro_ap_treino(ind) = abs(P_mod_treino(ind) - P_treino(ind));
78     erro_RMSD_treino(ind) = (I_mod_treino(ind) - I_treino(ind))^2;
79 end
80 % disp(max_i) % Mostra o máximo número de iterações necessário ...
    no método Newton-Raphson
81
82 if (Rs >= 0) && (Rp >= 0)
83     EMAP_treino = sum(erro_ap_treino)/N_treino;
84     %     RMSD_treino = sqrt(sum(erro_RMSD_treino)/N_treino);
85     %     NRMSD_treino = (RMSD_treino/Isc)*100;
86 else
87     EMAP_treino = 100;
88 end
89
90 EMAP_vet(ii) = EMAP_treino;
91 end
92

```

```

93 if (x(5)+x(6)) == Rs_ref
94     F = mean(EMAP_vet);
95     %     teste_RMSD = [NRMSD_treino NRMSD_S800 NRMSD_S600 ...
96                     NRMSD_S400 NRMSD_S200 NRMSD_T40 NRMSD_T60];
97 else
98     F = 100;
99 end
100 end

```

D.2.5 Function-MGNL

```

1 *****
2 Determinação dos parâmetros Rs, Rp, A e Ig, baseados no MGNL, a ...
3   partir de uma condição ambiental íespecfica
4 *****
5 function F = Function_EPAM(S,T)
6
7 load PS_Isc_Voc_xSi11246
8 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
9 load EPAM_xSi11246
10 load constantes_xSi11246
11
12 Isc = (Isc_ref + alfa_i*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref);
13 Rs = Rs_S_ref*(S/Sref)^gama_Rs + Rs_T_ref*(1 + k_Rs*((T+273) - ...
14   (Tref+273)));
15 Rp = Rp_ref*(1 + k_Rp*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref)^gama_Rp;
16 A = A_ref;
17 Ig = Isc*(1 + Rs/Rp);
18 F = [Rs Rp A Ig];
19 end

```

D.2.6 Function-EMAP

```

1 *****
2 Determinação do EMAP entre duas curvas I-V
3 *****
4
5 function F = Function_EMAP(x)
6 S = x(5);

```

```

7 T = x(6);
8
9 load constantes_xSi11246
10 load PS_Isc_Voc_xSi11246
11 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
12
13
14 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
15 curva = sprintf(nome_arq,S,T);
16 load(curva)
17
18 P_curva = V_curva.*I_curva;
19 N_curva = length(V_curva);
20
21 Isc_curva = I_curva(1);
22 Voc_curva = V_curva(N_curva);
23
24 P_mod_curva = zeros(1,N_curva);
25 I_mod_curva = zeros(1,N_curva);
26 erro_ap_curva = zeros(1,N_curva);
27
28 Rs = x(1);
29 Rp = x(2);
30 A = x(3);
31 Vt = (A*K*(T+273)*Ns)/q;
32 Isc = (Isc_ref + alfa_i*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref);
33 Voc = Voc_ref+ beta_T*((T+273) - (Tref+273)) + beta_S*Vt*log(S/Sref);
34 Ig = Isc*(1 + Rs/Rp);
35 Isat = (Ig - Voc/Rp)/(exp(Voc/Vt) - 1);
36 I = Isc;          %Valor inicial da corrente
37
38 max_i = 0; % Inicializa o máximo número de iterações em zero
39 for ind = 1:1:N_curva
40     Id = Isat*(exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)-1);
41     I = Ig-Id-((V_curva(ind)+Rs*I)/Rp);
42     for i = 1:1:10 % Inicia o método Newton-Raphson de determinação ...
43         do zero da função objetivo
44             g_I = ...
45                 Ig-I-Isat*(exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)-1)-((V_curva(ind)+Rs*I)/Rp); ...
46                 % Calcula a função objetivo no último ponto de corrente I_k
47             dg_I = (-Rs*Isat*exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)/Vt) - Rs/Rp - ...
48                 1; % Calcula a derivada da função objetivo no último ...
49                 ponto de corrente I_k
50             dI = - g_I/dg_I; % Parcela de incremento de corrente em ...
51                 relação ao valor anterior
52             I = I + dI; % Calcula I_k+1 a partir de I_k e do incremento
53             if (abs(dI) < 1e-6) % Checa se o incremento é menor que 1uA ...

```

```

- critério de convergência
48     if (i > max_i) % Se sim, verifica se a iteração que ...
        ocorreu a convergência é maior que a máxima
49         max_i = i; % Se sim, diz que a máxima é a iteração atual
50     end
51     break % Se convergiu, saia do loop 'for' mais interno ...
        com o valor de I_k+1 da última iteração
52 end
53 if (i == 10) % Se i = 10, significa que o método não ...
    convergiu ainda
54     max_i = 10;
55 %         disp('Método Newton-Raphson não convergiu ainda!') % ...
Aviso de não-convergência
56     end
57 end
58
59 if I < 0
60     I = 0;
61 end
62 P = V_curva(ind)*I;
63 I_mod_curva(ind) = I;
64 P_mod_curva(ind) = P;
65 erro_ap_curva(ind) = abs(P_mod_curva(ind) - P_curva(ind));
66 end
67 % disp(max_i) % Mostra o máximo número de iterações necessário no ...
    método Newton-Raphson
68
69 EMAP_curva = sum(erro_ap_curva)/N_curva;
70
71 f = figure(1);
72 g1 = subplot(2,1,1);
73 h = plot(V_curva,I_mod_curva,V_curva,I_curva,'--');
74 xlabel('(a)', 'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
75 ylabel('Corrente do Módulo PV (A)', 'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
76 grid
77 axis([0 (floor(Voc_curva/5)+1)*5 0 floor(Isc_curva+4)])
78 legend('Modelo', '\itDdatasheet\rm');
79 set(f, 'Position', [1 1 1000 900])
80 set(g1, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 14, 'LineWidth', 2)
81 set(h(1), 'LineWidth', 3, 'Color', [0 0 0], 'MarkerFaceColor', [1 1 ...
    1], 'MarkerSize', 10)
82 set(h(2), 'LineWidth', 3, 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'MarkerFaceColor', ...
    [1 1 1], 'MarkerSize', 10)
83
84 g2 = subplot(2,1,2);
85 h = plot(V_curva,P_mod_curva,V_curva,P_curva,'--');
86 xlabel(['Tensão do Módulo PV (V)',10,'(b)'], 'FontSize', 14, ...

```

```

        'FontName', 'Times')
87 ylabel('Potência do Módulo PV (W)', 'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
88 grid
89 axis([0 (floor(Voc_curva/5)+1)*5 0 floor((max(P_curva))/10+10)*10])
90 legend('Modelo', '\itDatasheet\rm');
91 set(g2, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 14, 'LineWidth', 2)
92 set(h(1), 'LineWidth', 3, 'Color', [0 0 0], 'MarkerFaceColor', [1 1 ...
    1], 'MarkerSize', 10)
93 set(h(2), 'LineWidth', 3, 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'MarkerFaceColor', ...
    [1 1 1], 'MarkerSize', 10)
94
95 F = EMAP_curva;
96 end

```

D.2.7 Function-EMAP-av

```

1 *****
2             Determinação do EMAP médio para N curvas I-V
3 *****
4
5 function F = Function_EMAP_av(x)
6
7 ind = length(x);
8 EMAPN_vetor = zeros(1,ind);
9 NRMSD_vetor = zeros(1,ind);
10
11 for ii = 1:1:ind
12 S = x(ii,1);
13 T = x(ii,2);
14
15 nome_arq = 'IxV_S%d_T%d';
16 curva = sprintf(nome_arq,S,T);
17 load(curva)
18
19 P_curva = V_curva.*I_curva;
20 Pmax = max(P_curva);
21 N_curva = length(V_curva);
22
23 I_sc_curva = I_curva(1);
24 Voc_curva = V_curva(N_curva);
25
26 P_mod_curva = zeros(1,N_curva);
27 I_mod_curva = zeros(1,N_curva);
28 erro_ap_curva = zeros(1,N_curva);
29 erro_RMSD_curva = zeros(1,N_curva);

```

```

30 erro_ap_normalizado = zeros(1,N_curva);
31
32 load PS_3P_xSi11246_EMAP_ref
33 load EPAM_xSi11246
34 load constantes_xSi11246
35 load PS_Isc_Voc_xSi11246
36
37 Rs = Rs_S_ref*(S/Sref)^gama_Rs + Rs_T_ref*(1 + k_Rs*((T+273) - ...
    (Tref+273)));
38 Rp = Rp_ref*(1 + k_Rp*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref)^gama_Rp;
39 A = A_ref;
40 Vt = (A*K*(T+273)*Ns)/q;
41 Isc = (Isc_ref + alfa_i*((T+273) - (Tref+273)))*(S/Sref);
42 Voc = Voc_ref+ beta_T*((T+273) - (Tref+273)) + beta_S*Vt*log(S/Sref);
43 Ig = Isc*(1 + Rs/Rp);
44 Isat = (Ig - Voc/Rp)/(exp(Voc/Vt) - 1);
45 I = Isc;          %Valor inicial da corrente
46
47 max_i = 0; % Inicializa o máximo número de iterações em zero
48 for ind = 1:1:N_curva
49     Id = Isat*(exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)-1);
50     I = Ig-Id-((V_curva(ind)+Rs*I)/Rp);
51     for i = 1:1:10 % Inicia o método Newton-Raphson de determinação ...
        do zero da função objetivo
52         g_I = ...
            Ig-I-Isat*(exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)-1)-((V_curva(ind)+Rs*I)/Rp); ...
            % Calcula a função objetivo no último ponto de corrente I_k
53         dg_I = (-Rs*Isat*exp((V_curva(ind)+Rs*I)/Vt)/Vt) - Rs/Rp - ...
            1; % Calcula a derivada da função objetivo no último ...
            ponto de corrente I_k
54         dI = - g_I/dg_I; % Parcela de incremento de corrente em ...
            relação ao valor anterior
55         I = I + dI; % Calcula I_k+1 a partir de I_k e do incremento
56         if (abs(dI) < 1e-6) % Checa se o incremento é menor que 1uA ...
            - critério de convergência
57             if (i > max_i) % Se sim, verifica se a iteração que ...
                ocorreu a convergência é maior que a máxima
58                 max_i = i; % Se sim, diz que a máxima é a iteração atual
59             end
60             break % Se convergiu, saia do loop 'for' mais interno ...
                com o valor de I_k+1 da última iteração
61         end
62         if (i == 10) % Se i = 10, significa que o método não ...
            convergiu ainda
63             max_i = 10;
64 %             disp('Método Newton-Raphson não convergiu ainda!') % ...
            Aviso de não-convergência

```

```

65         end
66     end
67
68     if I < 0
69         I = 0;
70     end
71     P = V_curva(ind)*I;
72     I_mod_curva(ind) = I;
73     P_mod_curva(ind) = P;
74     erro_ap_curva(ind) = abs(P_mod_curva(ind) - P_curva(ind));
75     erro_ap_normalizado(ind) = ((P_mod_curva(ind) - ...
76         P_curva(ind))/Pmax)*100;
77     erro_RMSD_curva(ind) = (I_mod_curva(ind) - I_curva(ind))^2;
78 end
79 EMAP_curva = sum(erro_ap_curva)/N_curva;
80 EMAPN_curva = (EMAP_curva/Pmax)*100;
81 RMSD_curva = sqrt(sum(erro_RMSD_curva)/N_curva);
82 NRMSD_curva = (RMSD_curva/Isc_curva)*100;
83
84 f = figure(ii);
85 g1 = subplot(2,1,1);
86 h = plot(V_curva,I_mod_curva,V_curva,I_curva,'--');
87 title(['S = ' num2str(S) ' W/m2 and T = ' num2str(T) ...
88     '°C'],'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
89 xlabel('(a)', 'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
90 ylabel('Corrente do Módulo FV (A)', 'FontSize', 14, 'FontName', 'Times')
91 grid
92 axis([0 (floor(Voc_curva/5)+1)*5 0 (floor(Isc_curva)+1)])
93 legend('Modelo','Real');
94 set(f, 'Position', [1 1 1000 900])
95 set(g1, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 14, 'LineWidth', 2)
96 set(h(1), 'LineWidth', 3, 'Color', [0 0 0], 'MarkerFaceColor', [1 1 ...
97     1], 'MarkerSize', 10)
98 set(h(2), 'LineWidth', 3, 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'MarkerFaceColor', ...
99     [1 1 1], 'MarkerSize', 10)
100
101 g2 = subplot(2,1,2);
102 h = plot(V_curva,erro_ap_normalizado);
103 title(['EMAPN = ' num2str(EMAPN_curva,2) ' % ; ', 'NRMSD = ' ...
104     num2str(NRMSD_curva,2) ' %'],'FontSize', 14, 'FontName', 'Times');
105 xlabel(['Tensão do Módulo FV (V)',10,'(b)'], 'FontSize', 14, ...
106     'FontName', 'Times')
107 ylabel('Erro em Potência Normalizado (%)', 'FontSize', 14, ...
108     'FontName', 'Times')
109 grid
110 set(g2, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 14, 'LineWidth', 2)

```

```
105 set(h(1), 'LineWidth', 3, 'Color', [0 0 0], 'MarkerFaceColor', [1 1 ...  
    1], 'MarkerSize', 10)  
106  
107 EMAPN_vetor(ii) = EMAPN_curva;  
108 NRMSD_vetor(ii) = NRMSD_curva;  
109 end  
110  
111 EMAPN_av = mean(EMAPN_vetor);  
112 NRMSD_av = mean(NRMSD_vetor);  
113  
114 F = [EMAPN_av NRMSD_av];  
115 end
```