



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



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**SISTEMA DE SUPERVISÃO E CONTROLE DE GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM
MICRORREDES INTELIGENTES**

DIEGO LEANDRO SUAREZ SOLANO

Florianópolis
2015

Diego Leandro Suarez Solano

**SISTEMA DE SUPERVISÃO E CONTROLE DE GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM
MICRORREDES INTELIGENTES**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Coorientadores: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Florianópolis
2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Solano, Diego Leandro Suarez

Sistema de supervisão e controle de geração solar
fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes /
Diego Leandro Suarez Solano ; orientador, Roberto
Francisco Coelho ; coorientador, Marcelo Lobo Heldwein,
coorientador, Samir Ahmad Mussa. - Florianópolis, SC, 2015.
167 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Subsistemas fotovoltaico. 3.
Rastreador do ponto de máxima potência. 4. Modelagem de
módulos e arranjos fotovoltaicos. 5. Controle de tensão. I.
Coelho, Roberto Francisco. II. Lobo Heldwein, Marcelo .
III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Diego Leandro Suarez Solano

**SISTEMA DE SUPERVISÃO E CONTROLE DE GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM
MICRORREDES INTELIGENTES**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 25 de novembro de 2015.

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr. Eng.
Coordenador do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Márcio Silveira Ortmann, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Romeu Hausmann, Dr. Eng.
Universidade de Blumenau

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina
Orientador

A minha mãe Maria Esperanza Solano
Ao meu pai Emiro Suarez
Ao meu irmão Wilmar Fabian Suarez

AGRADECIMENTOS

À Virgem da Saúde (Páramo, Santander, Colômbia) por ser minha esperança, força, proteção e companhia na caminhada diária.

A minha mãe Maria Esperanza e ao meu pai Emiro, pelo incentivo, compreensão e amor demonstrados no decorrer de minha vida e pelas ligações diárias no tempo que permaneço fora de casa; nada seria possível sem sua ajuda e motivação.

A meu irmão Wilmar, pela amizade, compressão, inteligência, proteção e por ser um exemplo àqueles que desejam melhorar com a passagem do tempo.

A toda minha família, pela preocupação e pelas recordações, mesmo na distância.

A Maria Alejandra Barrera, por ter sido, indiretamente, uma motivação para que eu não permanecesse no passado, mas lutasse pelo presente e pelo futuro. Sem suas decisões, eu não teria a oportunidade de melhorar pessoal e profissionalmente. É preciso muito amor para permanecer com alguém, e ainda mais amor para deixá-lo partir.

Agradeço ao professor Roberto Francisco Coelho que, com paciência e sabedoria soube me orientar e ensinar que tudo pôde, com dedicação e trabalho. Seu grande esforço na correção deste documento tornou possível sua conclusão.

Aos meus coorientadores: prof. Marcelo Lobo Heldwein e prof. Samir Ahmad Mussa, pela vinculação no projeto, pelos ensinamentos e pela motivação para finalizar as diversas etapas do trabalho.

Estendo meus agradecimentos ao colega e Doutor Márcio Silveira Ortmann, pelo projeto do conversor, ensinamentos na bancada, paciência e compreensão no momento das explicações para as montagens e testes.

Aos professores Ivo Barbi, Telles B. Lazzarin, Arnaldo Perin, Denizar Cruz Martins, Eugênio de Bona Castelan Neto e Aguinaldo S. e Silva, pelas aulas ministradas e auxílio sempre que os solicitei.

Agradeço aos membros da banca, por aceitarem o convite e pelo tempo despendido para ler e corrigir esta dissertação.

De igual forma, agradeço aos técnicos Antônio Luiz Schalata Pacheco e Luiz Marcellius Coelho, pessoas fundamentais ao bom andamento das atividades do laboratório e que partilharam, além de conhecimentos, boas piadas.

Ainda agradeço imensamente aos meus colegas e amigos de mestrado: Lucas Rocha, Alex Costa Machado, Cesar Arbugeri, Rafael Escktein, Andre Andreta. Em especial agradeço a Lenon Schmitz, Luis Juarez, Mauricio Dalla Vecchia e Henrique Mamede, por esclarecerem minhas dúvidas e por ajudarem-me nos trabalhos de bancada, assim como por terem colaborado na correção do texto.

Deixo meus agradecimentos a Nuno Rocha, Francieli Formanski, Jamile Guimarães e Ernesto Almeida, amigos que me expressaram carinho e apreço.

Por fim, agradeço a Tulio Gonçalves meu *roommate* e quase irmão durante minha estada no Brasil. Obrigado pela companhia, amizade, ensinamentos durante este tempo. Estendo minha gratidão a sua família.

“If a person is persistent, albeit hard to understand, will be intelligent, and even weak, will become strong”

Leonardo Da Vinci

“Quien persevera, alcanza”

RESUMO

Neste trabalho são estudadas técnicas aplicadas ao controle de um sistema fotovoltaico obtido a partir da integração de conversores CC-CC elevadores de tensão conectados a um barramento CC comum e projetados para processar até 2 kW. A estratégia adotada permite duas possibilidades: na primeira, cada conversor é individualmente controlado para funcionar como rastreador do ponto de máxima potência (*MPPT*) e, na segunda, o controle é realizado de modo que os conversores mantenham, de forma compartilhada, a tensão do barramento CC regulada. Para alcançar tais objetivos, inicialmente apresenta-se uma proposta de modelagem matemática experimentalmente validada, aplicada a módulos e a arranjos fotovoltaicos. Os modelos obtidos possibilitam reproduzir as condições típicas de geração do sistema fotovoltaico, fortemente dependentes das condições ambientais, em plataformas de simulação. Além disso, métodos de rastreamento do ponto de máxima potência recorrentes na literatura são revisitados, com destaque à implementação prática daqueles cuja operação está baseada na medição ou na estimação de temperatura de superfície do gerador fotovoltaico: *MPPT-temp* e *MPPT-temp* V_{oc} . É também realizada uma análise de estabilidade do sistema fotovoltaico proposto, utilizando-se como ferramenta os critérios de Middlebrook, de margem de ganho e de ganho de fase, com o intuito de averiguar como o paralelismo de conversores pode degradar a estabilidade do barramento CC. Finalmente, resultados provenientes de simulação e de experimentação são apresentados e discutidos, considerando-se os diversos cenários de operação.

Palavras-chave: Subsistemas fotovoltaicos. Estabilidade. Modelagem de módulos e arranjos fotovoltaicos. Rastreador do ponto de máxima potência. Controle de tensão.

ABSTRACT

This work evaluates some techniques applied to control a photovoltaic system obtained from the integration of DC-DC boost converters, which are connected to a common DC link and designed to process up to 2 kW. The adopted strategy enables two possibilities: at the first one, each converter is singly controlled for working as a maximum power point tracker (MPPT); and at the second, the control is accomplished in order to allow the common DC link voltage regulation. In order to reach the final proposal, it is presented a mathematical model for photovoltaic modules and arrays which was experimentally corroborated. The obtained models permit to simulation photovoltaic modules and arrays, taking into account the environmental effects at the output voltage, current and power.

Furthermore, the most frequently used MPPT algorithms are discussed, mainly that ones based on the temperature or on its estimation at the surface of the photovoltaic module: MPPT-temp and MPPT-temp V_{oc} . In addition, a stability analysis for the photovoltaic system was carried out through the criteria of Middlebrook, gain margin and phase margin, in order to find out how the link DC is degraded due to the integration of parallel converters. Finally, the simulation and experimental results are presented and discussed in accordance with the multiplicity of operational settings.

Keywords: Photovoltaics subsystems. Stability. Modeling photovoltaic modules and arrays. Maximum power point tracking. Voltage control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1- Microrrede com arranjos fotovoltaicos.....	41
Figura 1.2- Controle sinérgico: modo pico de corrente.....	43
Figura 1.3- Controle sinérgico: modo corrente de carga.....	44
Figura 1.4- Controle sinérgico: modo corrente média.....	44
Figura 1.5- Controle resistivo.....	45
Figura 1.6- Controle por realimentação de tensão e de corrente.....	46
Figura 1.7- Conversor utilizado na implementação da estratégia de controle proposta por [18].	46
Figura 1.8- Implementação do controle por deslizamento. <i>MPP</i> (a) e controle de tensão (b).	47
Figura 1.9- Controle hierárquico para microrredes: (a) proposta por [20], (b) proposta por [21].	48
Figura 1.10- Microrrede fotovoltaica com controle central.	48
Figura 1.11- Controle droop por tensão do barramento CC, proposto por [27].....	50
Figura 2.1- Junção <i>p-n</i> e camada de depleção em uma única célula fotovoltaica de silício [30].	53
Figura 2.2- Modelos de célula fotovoltaica: (a) Físico, (b) Elétrico.	56
Figura 2.3- Modelo realístico da célula fotovoltaica.	56
Figura 2.4- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas em série.....	57
Figura 2.5- Etapa de simplificação do modelo elétrico de um módulo fotovoltaico obtido a partir de células conectadas em série.	58
Figura 2.6- Forma compacta do modelo elétrico dos módulos fotovoltaicos.	59
Figura 2.7- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas em paralelo.	59
Figura 2.8- Etapa de simplificação do modelo elétrico de um módulo fotovoltaico obtido a partir de células conectadas em paralelo.	60
Figura 2.9- Forma compacta do modelo elétrico de módulos fotovoltaicos.	60

Figura 2.10- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas de forma mista.	61
Figura 2.11- Forma compacta do modelo elétrico de módulos fotovoltaicos.	62
Figura 2.12- Modelo elétrico equivalente compacto de um arranjo fotovoltaico.	62
Figura 2.13- Curva I-V do módulo KC200GT. Variação de temperatura com $S= 1000 \text{ W/m}^2$: catálogo do fabricante (a) e modelo (b). Variação da irradiância solar com $T=25^\circ\text{C}$: catálogo do fabricante (c) e modelo (d).....	72
Figura 2.14- Validação experimental do modelo do módulo fotovoltaico empregando-se o <i>ProfiTest PV</i>	74
Figura 2.15- Validação experimental do modelo do módulo M-GCS112E090.	75
Figura 2.16- Validação experimental do modelo do módulo Ts-150C2.....	76
Figura 2.17- Curva I-V proveniente do modelo do arranjo fotovoltaico composto por dez módulos KC200GT. Variação de temperatura com $S= 1000 \text{ W/m}^2$ (a); Variação da irradiância solar com $T=25^\circ\text{C}$ (b).	77
Figura 3.1- Conversor Boost <i>Interleaved</i> inversamente acoplado.	83
Figura 3.2- Sinais de comando e etapas de operação.....	83
Figura 3.3- Primeira etapa de operação.	84
Figura 3.4- Segunda etapa de operação.	84
Figura 3.5- Terceira etapa de operação.	85
Figura 3.6- Principais formas de onda conversor Boost <i>Interleaved</i>	86
Figura 3.7- Ondulação da corrente no indutor Boost.....	87
Figura 3.8- Circuito implementado para a simulação.	89
Figura 3.9- Resultado de simulação do conversor Boost <i>Interleaved</i> : tensão de entrada e de saída.	90
Figura 3.10- Resultado de simulação: corrente nos indutores e na saída conversor.....	91
Figura 3.11- Resultado de simulação: potência de saída.	92
Figura 4.1- Fluxograma para implementação do método Perturba e Observa.	96
Figura 4.2- Curva P-V com indicação do comportamento da taxa de variação dP_{pv}/dV_{pv}	97

Figura 4.3- Fluxograma para implementação do método da Condutância Incremental.	98
Figura 4.4 - Possível implementação do método Beta.	99
Figura 4.5- Implementação do sistema <i>MPPT</i> -temp (proposta 1).....	102
Figura 4.6- Fluxograma do método <i>MPPT</i> -temp (proposta 1).....	103
Figura 4.7- Implementação do sistema com <i>MPPT</i> -temp (proposta 2).....	104
Figura 4.8- Fluxograma do método <i>MPPT</i> -temp (proposta 2).....	105
Figura 4.9- Comparação entre o comportamento da tensão V_{pv} do arranjo fotovoltaico, resultante do rastreamento com o <i>MPPT</i> -temp (proposta 2) e tensão de máxima potência teórica.	105
Figura 4.10- Verificação do comportamento da potência P_{pv} de saída do arranjo fotovoltaico, por meio da implementação do método <i>MPPT</i> -temp (proposta 2).....	106
Figura 4.11- Implementação do sistema com <i>MPPT</i> - temp V_{oc} (proposta 3).	107
Figura 4.12- Fluxograma do método <i>MPPT</i> -temp V_{oc} (proposta 3).	108
Figura 4.13- Comparação entre o comportamento da tensão V_{pv} do arranjo fotovoltaico, implementando o <i>MPPT</i> -temp V_{oc} e a tensão de máxima potência teórica.	109
Figura 4.14- Comparação entre o comportamento da potência P_{pv} obtido pelo rastreamento a partir do método <i>MPPT</i> -temp V_{oc} (proposta 3) e a potência máxima teórica.	109
Figura 5.1- Curva P - V com destaque à região de operação no modo de regulação da tensão do barramento CC.	112
Figura 5.2- Curva P - V_{dc} com controle do barramento.	113
Figura 5.3- Estratégia para prevenção sobretensão no barramento CC. (a) Tensão do barramento CC, (b) Tensão do arranjo fotovoltaico, (c) Corrente do arranjo fotovoltaico e (d) Potência do arranjo fotovoltaico.....	114
Figura 5.4- Estratégia para prevenção de subtensão do barramento CC. (a) Tensão do barramento CC, (b) Tensão do arranjo fotovoltaico, (c) Corrente do arranjo fotovoltaico e (d) Potência do arranjo fotovoltaico.....	115
Figura 5.5- Fluxograma referente à estratégia de controle.	116
Figura 5.6- Estabilidade segundo o critério de margem de ganho e de margem de fase [68].	118
Figura 5.7- Impedâncias entre subsistemas.	119

Figura 5.8- Conversor <i>Boost Interleaved</i> com arranjo fotovoltaico.	120
Figura 5.9- Sinais de comando dos interruptores.....	120
Figura 5.10- Subsistema com carga de potência constante.....	123
Figura 5.11- Linearização da corrente do arranjo fotovoltaico sob tensão de 286,4 V.....	124
Figura 5.12- Validação da função de transferência $v_{out}(s)/d(s)$ com CPL..	124
Figura 5.13- Diagrama de Nyquist da relação de impedâncias para o <i>MPPT</i>	126
Figura 5.14- Resposta em frequência da relação de impedâncias para o <i>MPPT</i>	127
Figura 5.15- Diagrama de Nyquist da relação de impedância para prevenção de sobretensão.	128
Figura 5.16- Resposta em frequência da relação de impedâncias para prevenção de sobretensão.	129
Figura 5.17- Conversor <i>IBC</i> com filtro de entrada e saída.	129
Figura 5.18- Topologia do sistema apresentado como impedâncias de entrada e saída.	130
Figura 5.19- Filtro de entrada. Filtro com indutor de modo comum (a) e filtro equivalente (b).	130
Figura 5.20- Diagrama de Nyquist da relação de impedâncias T_{mFi}	131
Figura 5.21- Diagrama de Bode da relação de impedâncias T_{mFi}	132
Figura 5.22- Filtro de saída. Filtro com indutor de modo comum (a) e filtro equivalente (b).	132
Figura 5.23- Diagrama de Nyquist para a relação de impedância T_{mFo}	133
Figura 5.24- Diagrama de Bode da relação de impedância T_{mFo}	133
Figura 6.1- Foto do protótipo implementado: conversor <i>Boost Interleaved</i>	136
Figura 6.2- Potência e corrente de entrada e de saída no conversor em operação com 2 kW. Escalas - tempo: 20 μ s/div; Corrente: 2 A/div; Potência: 1 kW/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	137
Figura 6.3- Tensão de entrada e de saída no conversor em operação com 2 kW. Escalas- tempo: 20 μ s/div; Tensões: 50 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	137
Figura 6.4- Rendimento do conversor operando em 2 kW.	138

Figura 6.5- Curvas $P_{pv} - V_{pv}$ para verificação do método <i>MPPT</i> -temp V_{oc} para três condições ambientais. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	139
Figura 6.6- Potência e corrente de entrada e de saída do conversor operando no <i>MPPT</i> para temperatura de 35°C e irradiância solar de 633 W/m ² . Escala- tempo: 10 s/div; Corrente: 2 A/div; Potência: 200 W/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	140
Figura 6.7- Tensão de entrada e de saída do conversor operando como <i>MPPT</i> para temperatura de 35°C e irradiância solar de 633 W/m ² . Escala-tempo: 10 s/div; Tensões: 50 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	140
Figura 6.8- Tensão do barramento CC e do arranjo fotovoltaico para o conversor operando no modo de controle de sobretensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	141
Figura 6.9- Potência e correntes de entrada e de saída do conversor operando no modo de controle contra sobretensão. Escalas - tempo: 5 s/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	142
Figura 6.10- Trajetória do ponto de operação do conversor durante o controle contra sobretensão, na curva $I_{pv} - V_{pv}$. Escala- Corrente: 1 A/div; Tensão: 50 V/div.	143
Figura 6.11- Tensão do barramento CC e do arranjo fotovoltaico, conversor operando no modo controle de subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	144
Figura 6.12- Potência e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo controle de subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	144
Figura 6.13- Visão geral da bancada de teste para dois conversores conectados em paralelo com o barramento CC.	145
Figura 6.14- Operação dos subsistemas fotovoltaicos como <i>MPPT</i> sob as mesmas condições ambientais. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	146
Figura 6.15- Operação dos subsistemas fotovoltaicos como <i>MPPT</i> sob as distintas condições ambientais. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).....	147

Figura 6.16- Tensão do barramento CC com os subsistemas em operação sob condições ambientais semelhantes para verificação da atuação da estratégia de controle contra sobretensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	148
Figura 6.17- Principais formas de onda dos conversores operando no modo de controle contra sobretensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	149
Figura 6.18- Tensão do barramento CC com os subsistemas em operação sob condições ambientais diferentes para verificação da atuação da estratégia de controle contra sobretensão Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	149
Figura 6.19- Principais formas de onda dos subsistemas operando no modo de controle contra sobretensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	150
Figura 6.20- Tensão do barramento CC para os dois operando sob condições ambientais semelhantes para verificação da atuação da estratégia de controle contra subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	151
Figura 6.21- Principais formas de onda dos conversores operando no modo controle de contra subtensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado.....	151
Figura 6.22- Tensão do barramento CC com os dois subsistemas operando sob condições ambientais diferentes para verificação da atuação da estratégia de controle contra subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).	152
Figura 6.23- Principais formas de onda dos conversores operando no modo controle contra subtensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado.....	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1- Aproveitamento das células fotovoltaicas em termos de irradiação solar	53
Tabela 2.2- Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos fotovoltaicos.....	63
Tabela 2.3- Sistema de equações para a modelagem de um módulo fotovoltaico baseado no <i>STC</i>	68
Tabela 2.4- Condições iniciais para a modelagem do módulo fotovoltaico em operação no <i>STC</i>	69
Tabela 2.5- Parâmetros do módulo KC200GT encontradas por meio da modelagem.....	71
Tabela 2.6- Comparação quantitativa entre informações contidas no catálogo do fabricante e provenientes da simulação do modelo.....	73
Tabela 2.7- Parâmetros do arranjo fotovoltaico composto por dez módulos KC200GT conectados em série.	78
Tabela 3.1- Dados usados para a simulação do conversor.	89
Tabela 4.1- Parâmetros para cálculo da tensão de máxima potência [60].	101
Tabela 4.2- Ganho estático e razão cíclica para a implementação do método <i>MPPT</i> -temp dos conversores CC-CC clássicos.....	104
Tabela 4.3- Comparação entre resultados teóricos e provenientes de simulação com o método <i>MPPT</i> -temp (proposta 2).....	106
Tabela 4.4- Comparação entre resultados teóricos e provenientes de simulação para o <i>MPPT</i> -temp V_{oc} (proposta 3).	110
Tabela 6.1- Especificações dos elementos armazenadores de energia do protótipo.....	136
Tabela A.1- Especificações do módulo Kycera KC200GT.....	165
Tabela A.2 Especificações do módulo Manz M-GCS112E090	166
Tabela A.3- Especificações do módulo TSMC TS-150C2.....	167
Tabela A.4- Especificações arranjo fotovoltaico KC200GT.....	168

SÍMBOLOS, ABREVIATURAS E SIGLAS

SÍMBOLOS

A	Fator de idealidade do diodo	
a	Constante linearização da corrente I_{pv}	
a_1	Constante da linearização da corrente I_{pv} sob o ponto $P= 1856 \text{ W}$ e $V_{pv}= 286,4 \text{ V}$	
a_2	Constante da linearização da corrente I_{pv} sob o ponto $P= 2 \text{ kW}$ e $V_{pv}= 263 \text{ V}$	
a_3	Constante da linearização da corrente I_{pv} sob o ponto $P=1,22 \text{ kW}$ e $V_{pv}=308,66 \text{ V}$	
A_{MT}	Área da superfície do módulo	m^2
b	Constante da linearização da razão cíclica	
b_1	Constante de linearização para um subsistema no <i>MPPT</i>	
C_{Fi}	Capacitor do filtro de entrada	F
C_{Fo}	Capacitor do filtro da saída	F
C_{in}	Capacitor de entrada do conversor	F
C_{out}	Capacitor da saída do conversor	F
D	Razão cíclica do conversor	
D_1	Diodo do braço 1	
D_2	Diodo do braço 2	
$D_{arranjo}$	Diodo equivalente à junção <i>pn</i> para um arranjo fotovoltaico	
D_{cc}	Razão cíclica do conversor	
D_{cel}	Diodo equivalente à junção <i>pn</i> para uma célula fotovoltaica	
D_{envout_d}	Denominador da função de transferência do subsistema V_{out}/d	
$D_{enZinIBC}$	Denominador função de transferência da Impedância de entrada do conversor	
$D_{enZoutmp}$	Denominador da função de transferência do subsistema V_{out}/d para o <i>MPPT</i>	
$D_{módulo}$	Diodo equivalente a junção PN para um módulo	
D_{mp}	Razão cíclica para a máxima potência no arranjo <i>PV</i>	
$E_{Fóton}$	Energia del fóton	

E_G	Energia de banda proibida	eV
f_s	Frequência de comutação	Hz
G	Ganho estático do conversor	
$G(s)$	Função de transferência	
G_{max}	Ganho estático máximo de operação no conversor	
G_{min}	Ganho estático mínimo de operação no conversor	
G_{vout_d}	Função de transferência do subsistema V_{out}/d	
h	Constante de Planck	
I	Corrente	A
$I_{arranjo}$	Corrente na saída do arranjo fotovoltaico	A
I_{LB}	Corrente média do indutor L_b	A
I_{cel}	Corrente de saída na célula fotovoltaica	A
I_{CFi}	Corrente que flui por C_{Fi}	A
I_{CFo}	Corrente que flui por C_{Fo}	A
I_{Cin}	Corrente que flui por C_{in}	A
I_{Cout}	Corrente que flui por C_{out}	A
$I_{Darranjo}$	Corrente que flui por $D_{arranjo}$	A
I_{dc}	Corrente no barramento CC	A
I_{Dcel}	Corrente que flui por D_{cel}	A
$I_{Dmódulo}$	Corrente que flui por $D_{módulo}$	A
I_{L1}	Corrente que flui por L_1	A
$IL1$	Corrente média no indutor L_1	A
I_{L2}	Corrente que flui por L_2	A
$IL2$	Corrente média no indutor L_2	A
I_{Lb}	Corrente que flui por L_b	A
I_{Lbmin}	Corrente mínima no indutor Boost L_b	A
I_{LFi}	Corrente que flui por L_{Fi}	A
I_{LFO}	Corrente que flui pelo indutor da saída L_{Fo}	A
$I_{módulo}$	Corrente na saída do módulo	A
I_{mp}	Corrente de máxima potência	A
I_{mp}^{NOCT}	Corrente de máxima potência no <i>NOCT</i>	A
I_{mp}^{STC}	Corrente de máxima potência do <i>STC</i>	A

I_o	Corrente de saturação reversa do diodo	A
I_o^{ref}	Corrente de saturação reversa do diodo no <i>STC</i>	A
I_{out}	Corrente na saída do conversor	A
$I_{pharranjo}$	Corrente foto gerada para um arranjo fotovoltaico	A
I_{phcel}	Corrente foto gerada para uma célula	A
$I_{phmódulo}$	Corrente foto gerada para um módulo	A
I_{ph}^{ref} módulo	Corrente foto gerada de referência no módulo	A
I_{pv}	Corrente que flui pelo módulo e/ou arranjo <i>PV</i>	A
I_{PV}	Corrente média no módulo e/ou arranjo <i>PV</i>	A
$I_{Rparranjo}$	Corrente que flui por $R_{parranjo}$	A
I_{Rpcl}	Corrente que flui por R_{pcl}	A
$I_{Rpmódulo}$	Corrente que flui através de $R_{pmódulo}$	A
I_{sc}	Corrente de curto circuito	A
I_{sc}^{NOCT}	Corrente de curto circuito no <i>NOCT</i>	A
I_{sc}^{stc}	Corrente de curto circuito no <i>STC</i>	A
k	Constante de Boltzmann	J/K
$K_{\Delta D}$	Constante para definir o tamanho do passo de ΔD	
L	Indutância própria	H
L_1	Indutor inversamente acoplado	H
L_2	Indutor inversamente acoplado	H
L_b	Indutor Boost	H
L_{bmin}	Indutor Boost mínimo para condução contínua	H
L_{Fi}	Indutor do filtro de entrada	H
L_{Fo}	Indutor do filtro da saída	H
M	Indutância mútua	H
N_p	Número de células conectadas em paralelo	
N_s	Número de células conectadas em série	
N_{umvout_d}	Numerador da função de transferência do subsistema V_{out}/d	
$N_{umZinIBC}$	Numerador função de transferência da impedância de entrada do conversor	
$N_{umZoutmp}$	Numerador da função de transferência do subsistema V_{out}/d no <i>MPPT</i>	
P	Potência	W

P_{mp}	Potência máxima	W
P_{mp}^{NOCT}	Máxima potência no <i>NOCT</i>	W
P_m^{stc}	Máxima potência no <i>STC</i>	W
q	Carga elementar do elétron	C
$R_{parranjo}$	Resistência paralela de um arranjo fotovoltaico	Ω
R_{pcel}	Resistência paralela da célula fotovoltaica	Ω
$R_{pmódulo}$	Resistência paralela de um módulo fotovoltaico	Ω
$R_{sarranjo}$	Resistência série de um arranjo fotovoltaico	Ω
R_{scel}	Resistência série da célula fotovoltaica	Ω
$R_{smódulo}$	Resistência série de um módulo fotovoltaico	Ω
S	Irradiância solar	W/m^2
S_1	Interruptor do braço 1	
S_2	Interruptor do braço 2	
S^{ref}	Irradiação solar de referência	W/m^2
T	Temperatura	$^{\circ}C-k$
T	Tempo	s
t_0	Tempo inicial de uma comutação	s
T_m	Relação de impedâncias ou menor malha de ganho	
T_{mFi}	Relação de impedâncias filtro de entrada-conversor	
T^{ref}	Temperatura de referência	$^{\circ}C-k$
T_s	Período de comutação	S
v	Frequência de vibração	Hz
$V_{arranjo}$	Tensão nos terminais de saída do arranjo	V
V_{cel}	Tensão de saída na célula fotovoltaica	V
V_{Cin}	Tensão no capacitor C_{in}	V
V_{Cout}	Tensão no capacitor C_{out}	V
$V_{Darranjo}$	Tensão em $D_{arranjo}$	V
V_{dc}	Tensão do barramento CC	V
V_{DC}	Tensão média no barramento CC	V
V_{Dcel}	Tensão em D_{cel}	V
$V_{Dmódulo}$	Tensão em $D_{módulo}$	V
V_{L1}	Tensão no indutor acoplado L_1	V

V_{L2}	Tensão no indutor acoplado L_2	V
V_{Lb}	Tensão o indutor L_b	V
V_{LFi}	Tensão no indutor L_{Fi}	V
V_{LFO}	Tensão no indutor L_{FO}	V
V_{max}	Máxima tensão possível por meio de associação de módulos PV	V
$V_{módulo}$	Tensão nos terminais de saída do módulo	V
V_{mp}	Tensão de máxima potência	V
V_{mp_max}	Tensão de máxima potência máxima de operação no arranjo PV	V
V_{mp_min}	Tensão de máxima potência mínima de operação no arranjo PV	V
V_{mp}^{NOCT}	Tensão de máxima potência no $NOCT$	V
V_{mp}^{stc}	Tensão na máxima potência do STC	V
V_{oc}	Tensão de circuito aberto	V
V_{oc_max}	Tensão de circuito aberto máxima de operação no arranjo PV	V
V_{oc_min}	Tensão de circuito aberto mínima de operação no arranjo PV	V
V_{oc}^{NOCT}	Tensão de circuito aberto no $NOCT$	V
V_{oc}^{stc}	Tensão de circuito aberto no STC	V
V_{out}	Tensão de saída no conversor	V
V_{OUT}	Tensão média na saída do conversor	V
V_{out_max}	Tensão máxima permitida no barramento CC	V
V_{out_min}	Tensão mínima para início do controle de sobretensão	V
V_{pv}	Tensão nos terminais de saída do módulo e/ou arranjo PV	V
V_{pv_max}	Tensão máxima da saída do arranjo PV	V
V_{pv_min}	Tensão mínima da saída do arranjo PV	V
Z_{in}	Impedância de entrada	Z
Z_{inc}	Impedância de entrada da carga	Z
Z_{inFO}	Impedância de entrada do filtro de saída	Z
Z_{inIBC}	Impedância de entrada do conversor	Z
Z_{out}	Impedância de saída	Z

Z_{outFi}	Impedância de saída do filtro de entrada	Z
Z_{outmp1}	Impedância de saída de um subsistema	Z
α_{mp}	Coefficiente de temperatura de tensão de máxima potência	°C/V
α_{oc}	Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	°C/V
β	Constante Beta para o <i>MPPT</i>	
β^{ref}	Constante Beta de referência para o <i>MPPT</i>	
β_{sc}	Coefficiente de temperatura de curto circuito	A/°C
ΔD	Taxa de variação da razão cíclica <i>D</i>	
Δt	Intervalo de tempo para a segunda etapa	s
ΔT	Diferencial de temperatura no arranjo <i>PV</i>	°C-k
ΔV_c	Ondulação da tensão	V
ΔV_{out}	Ondulação da tensão de saída	V
η	Eficiência	

ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AM</i>	Air Mass Coefficient
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
ConInc	Condutância Incremental
<i>IBC</i>	Interleaved Boost Converter
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
INMET	Instituto Nacional de Meteorologia
<i>MCC</i>	Modo de Condução Contínua
<i>MPP</i>	Maximum Power Point
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>MPPT-temp</i>	MPPT por meio da temperatura
<i>NOCT</i>	Nominal Operation Cell Temperature
P&O	Perturba e Observa

<i>PFC</i>	Power Factor Correction
<i>PV</i>	Fotovoltaico
<i>SGC</i>	Sistema de geração centralizada
<i>SGD</i>	Sistema de geração distribuída
<i>STC</i>	Standard Test Conditions
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply

SUMÁRIO

1 Introdução Geral	39
1.1 Estrutura do trabalho	41
1.2 Revisão bibliográfica.....	42
1.2.1 Controle sinérgico.....	43
1.2.2 Controle realimentado de duas malhas.....	45
1.2.3 Controle por deslizamento.....	46
1.2.4 Controle hierárquico	47
1.2.5 Controle de unidade central	48
1.2.6 Controle droop.....	49
1.3 Conclusão.....	50
2 Modelagem de módulos e arranjos fotovoltaicos	51
2.1 Fabricação de células fotovoltaicas.....	51
2.2 Efeito fotovoltaico.....	52
2.3 Conceitos básicos	54
2.3.1 Irradiância Solar (S).....	54
2.3.2 Temperatura (T).....	54
2.3.3 Massa de Ar (AM).....	54
2.3.4 Condições padrões de teste (STC)	54
2.3.5 Temperatura nominal de operação da célula ($NOCT$).....	55
2.3.6 Célula, módulos e arranjos fotovoltaicos	55
2.4 Modelagem de módulos e de arranjos fotovoltaicos	55
2.4.1 Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica	56
2.4.2 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de células em série.....	57
2.4.3 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de células em paralelo	59
2.4.4 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de mista de células.....	61
2.4.5 Arranjo fotovoltaico	62
2.5 Modelagem matemática	63
2.5.1 Modelagem matemática do módulo fotovoltaico	64

2.5.2	Sistema de equações	66
2.5.3	Condições iniciais	69
2.6	Resultados experimentais	69
2.6.1	Modelagem do módulo fotovoltaico Kyocera KC200GT	70
2.6.2	Módulos fotovoltaicos M-GCS112E090 e TS-150C2	74
2.6.3	Arranjo fotovoltaico KC200GT	77
2.7	Conclusão	78
3	Determinação do conversor	79
3.1	Cálculos das tensões	79
3.2	Ganho estático	80
3.3	Conversores	80
3.4	Conversor <i>Boost Interleaved</i>	81
3.4.1	Etapas de operação	82
3.4.2	Ondulação da corrente	87
3.4.3	Ondulação da tensão de saída	88
3.5	Simulações	89
3.6	Conclusão	92
4	Técnicas de Rastreamento do Ponto de máxima potência	93
4.1	Principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência ..	94
4.1.1	Razão cíclica fixa	94
4.1.2	MPPT baseado na corrente de curto circuito e/ou tensão de circuito aberto	95
4.1.3	Perturba e Observa	95
4.1.4	Condutância Incremental	96
4.1.5	Método Beta	98
4.2	Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura	99
4.2.1	Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 1	101
4.2.2	Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 2	103

4.2.3 Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 3	106
4.3 Conclusão	110
5 Estratégia de Controle e análise de estabilidade	111
5.1 Controle orientado à regulação do barramento CC	111
5.1.1 Prevenção contra sobretensão	113
5.1.2 Controle de subtensão	114
5.2 Análise de estabilidade	116
5.2.1 Critérios de estabilidade	117
5.2.2 Modelagem do conversor	119
5.2.3 Análise de estabilidade para o sistema operando no rastreamento do ponto de máxima potência	125
5.2.4 Análise de estabilidade para o sistema operando em prevenção de sobretensão	127
5.2.5 Análise de estabilidade para os filtros de entrada e de saída	129
5.3 Conclusão	133
6 Resultados experimentais	135
6.1 Conversor Boost <i>Interleaved</i> em Malha Aberta	136
6.2 Rastreamento do ponto de máxima potência	138
6.3 Controle do barramento CC	141
6.3.1 Controle de sobretensão	141
6.3.2 Controle de subtensão	143
6.4 Sistema processando energia para dois arranjos fotovoltaicos	145
6.4.1 Rastreamento do ponto de máxima potência	146
6.4.2 Controle de sobretensão	147
6.4.3 Controle de subtensão	150
6.5 Conclusão	153
7 Conclusão Geral	155
Apêndice 1	165

INTRODUÇÃO GERAL

Os sistemas de geração centralizada (SGC) ainda constituem o pilar do setor elétrico na maioria dos países, mas têm sido fortemente questionados desde a crise energética mundial, em 1973. Visando solucionar alguns problemas inerentes a tal forma de geração, como as interrupções no suprimento de energia elétrica, as perdas causadas nas extensas linhas de transmissão e de distribuição e a falta de redundância, desde então, pesquisas vêm sendo desenvolvidas ao redor do planeta e apontam para os sistemas de geração distribuída (SGD) com sendo uma solução plausível. Os SGD baseiam-se nos conceitos estabelecidos por Thomas Edison em 1882, que defendia a utilização de pequenas usinas geradoras junto aos centros de consumo [1].

Na década de 90, mediante o apelo ecológico, evidenciado pelo protocolo de Kyoto e pela Conferência Rio+20, países como Alemanha, Estados Unidos e Japão aumentaram os investimentos na busca por aumento da eficiência das fontes renováveis e por expansão e disseminação dos sistemas de geração distribuída. Nesse período, houve também esforços para classificar tais sistemas em função, por exemplo, da forma, do tipo e da potência, culminando nas definições de SGD de micro, pequeno, médio e grande porte.

Posteriormente, no âmbito nacional, a Resolução Normativa nº 482, da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), definiu microgeração como: “central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.” A regulamentação da microgeração no Brasil, conseqüentemente, permitiu que microrredes fossem concebidas e colocadas em operação, possibilitando um meio efetivo, confiável e eficiente para oferecer energia elétrica, e assim, satisfazer a crescente demanda.

Não obstante a regulamentação da microgeração, o suposto aquecimento global ocasionado pelas atividades industriais, a incerteza nos

preços dos derivados do petróleo e a possível redução de suas reservas, além dos danos ambientais causados pela queima de combustíveis fósseis, pelos alagamentos para construção de hidroelétricas e pelo uso de materiais radioativos em usinas nucleares, têm induzido o uso de fontes renováveis como forma de garantir um fornecimento de energia confiável e acessível ao consumidor [2].

Mediante o exposto, percebe-se a existência de um cenário cada vez mais favorável à disseminação das microrredes, que podem conter um ou vários tipos de fontes de geração e são, via de regra, divididas em dois grupos: o primeiro, microrredes interligadas à rede elétrica, é empregado com a finalidade de fornecer a energia produzida em excesso à concessionária, havendo compensação do montante no faturamento dos meses seguintes. O segundo grupo, microrredes isoladas, tem o intuito de alimentar cargas isoladas. Nesse caso, toda a energia gerada deve ser consumida ou armazenada no local da instalação.

Fisicamente as microrredes são compostas por conversores estáticos CC-CC, CC-CA ou CA-CA, um barramento comum, cargas, a rede elétrica (apenas no modo conectado) e por fontes de energia, em sua maioria renováveis, havendo destaque à solar fotovoltaica, que experimenta o auge de seu crescimento na última década, com 31 GW instalados ao redor do mundo em 2012 [3], [4]. Em aplicações de grande porte, ainda é usual a utilização de conversores em paralelo, com a finalidade de aumentar a capacidade de processamento da energia.

Ademais, a operação das microrredes é normalmente regida por sistemas de gerenciamento de energia e por algoritmos de supervisão, capazes de protegê-las contra sobrecorrente e sobre ou subtensão. A ocorrência de tais fenômenos pode danificar os componentes do sistema, os equipamentos conectados ao barramento e, principalmente, comprometer a integridade física dos usuários [5]-[8]. Um exemplo deste problema é abordado em [9], [10], onde é demonstrado que falhas no sistema de supervisão e de proteção podem levar a danos pessoais consideráveis, fato que fomenta a necessidade de estudos aprofundados.

Na Figura 1.1 é apresentada uma microrrede suprida por energia solar fotovoltaica e composta por dois estágios: o primeiro é usado para extrair a máxima potência dos arranjos fotovoltaicos e a segunda, para processar esta energia e injetá-la na rede elétrica, sendo este, também, o estágio encarregado de regular a tensão do barramento CC. Caso o segundo estágio da microrrede falhe, o sistema operará no modo isolado, sendo que, nesse cenário, o barramento CC torna-se susceptível a sobre ou subtensões.

A operação da microrrede no modo isolado é o foco de estudo da presente dissertação.

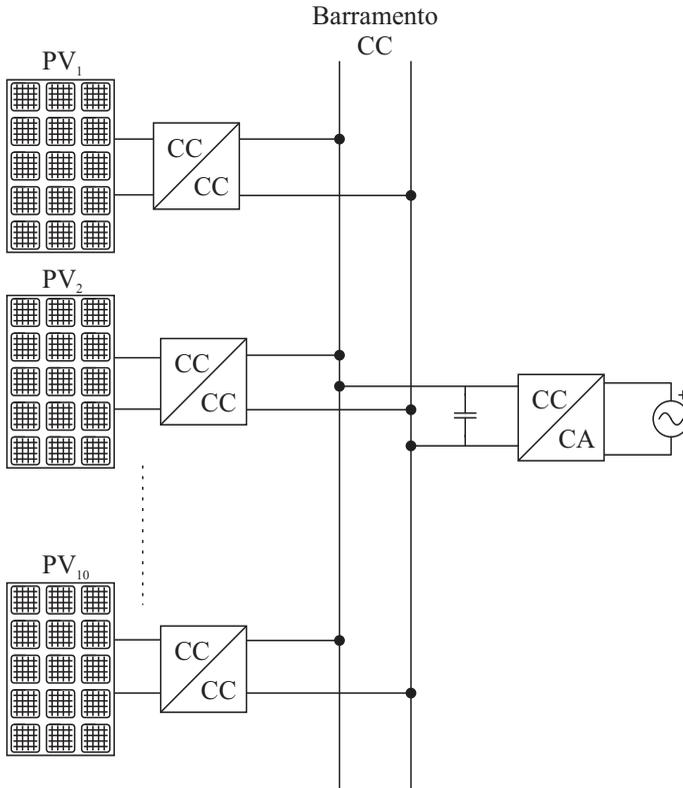


Figura 1.1- Microrrede com arranjos fotovoltaicos.

1.1 Estrutura do trabalho

A motivação para o desenvolvimento da presente dissertação está na obtenção de soluções para os problemas que podem vir a ocorrer em microrredes supridas por energia solar fotovoltaica e em operação no modo isolado. Tipicamente, tais problemas associam-se a elevação ou redução excessivas da tensão do barramento CC, ocasionadas pelas variações da potência gerada. O objetivo geral do trabalho consiste em realizar o estudo, o projeto e a implementação de técnicas de controle necessárias ao funcionamento de uma microrrede, composta por módulos fotovoltaicos, havendo como enfoque o controle e estabilização da tensão do barramento CC. Para tanto, a dissertação foi estruturada da seguinte forma: No capítulo

1, são apresentados a introdução geral, estrutura, motivação e objetivo do trabalho, assim como uma revisão bibliográfica.

No capítulo 2 são abordados os conceitos básicos da geração fotovoltaica: sua descrição em termos de fenômenos físicos e elétricos bem como a diferença entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico. É proposta uma modelagem matemática genérica, resultante da solução de um sistema composto de cinco equações exponenciais. Como variáveis de entrada do referido modelo utilizam-se apenas informações de catálogos dos fabricantes de módulos fotovoltaicos. A validação do modelo foi realizada tanto via simulação quanto experimentalmente.

No capítulo 3 é apresentada a análise para a determinação de um conversor estático adequado ao processamento da energia produzida pelo gerador fotovoltaico. Como critério, utiliza-se a excursão requerida de ganho estático, ocasionada em função das variações de temperatura na superfície do arranjo fotovoltaico. Posteriormente, são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente do conversor escolhido: conversor Boost *Interleaved*.

No capítulo 4, os principais métodos de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) são apresentados, enfatizando-se os métodos baseados na medição ou estimação da temperatura de superfície do gerador fotovoltaico. Subsequentemente, simulações do sistema fotovoltaico empregando os métodos candidatos à implementação prática são apresentadas, permitindo escolher o mais adequado por simplicidade de implementação, eficiência de rastreamento e menor custo.

No capítulo 5 são escritas as técnicas empregadas para controlar a tensão do barramento CC por meio da ação compartilhada dos conversores que compõem a microrrede. Também é realizada uma análise de estabilidade do sistema por meio dos critérios de Middlebrook, margem de ganho e margem de fase, sob dois cenários: no primeiro o sistema fotovoltaico funciona como *MPPT* e, no segundo, atua no controle de tensão do referido barramento.

No capítulo 6, por fim, apresentam-se os resultados obtidos experimentalmente e também os oriundos de simulação. No capítulo 7 é exposta a conclusão geral da dissertação.

1.2 Revisão bibliográfica

Esta seção apresenta uma breve revisão bibliográfica referente ao controle de conversores estáticos com saídas conectadas em paralelo, de maneira a fornecer energia a um barramento CC comum. O objetivo é

contextualizar o tema no que concerne as técnicas de controle baseadas no compartilhamento de potência entre distintos estágios de processamento de energia.

O interesse em técnicas de controle para conversores conectados em paralelo é reflexo do crescimento do consumo de energia, da gestão dinâmica de potência, da diminuição dos custos dos sistemas e fontes de energia renovável e dos fortes requisitos de confiabilidade e de eficiência. Este crescimento traz desafios para que se alcance formas eficientes de realizar o controle do fluxo de potência em sistemas autônomos, já que a não linearidade e a intermitência das fontes de geração conduzem a um compartilhamento caótico de energia. Essas adversidades dificultam o uso de controles básicos que, na maioria dos casos, não resolvem o problema [11].

A seguir serão apresentadas as técnicas de controle mais recorrentes na literatura: controle sinérgico, por realimentação de duas malhas, por deslizamento, hierárquico, de unidade central e *droop*.

1.2.1 Controle sinérgico

Uma das primeiras e mais básicas técnicas à finalidade proposta é o controle do valor de pico de corrente fotogerada. Essa técnica pode ser implementada analogicamente, conforme é ilustrado na Figura 1.2, por meio de um comparador, em que a entrada não inversora do saturador é a tensão de referência V_c se refere a um sinal de tensão proporcional à corrente mensurada e ao ganho R_i , enquanto a entrada inversora é um sinal dente de serra. Nesta técnica de controle, a o interruptor estará ativa no período em o sinal da onda dente de serra for maior que a tensão na entrada inversora e menor que a entrada não inversora do saturador. A vantagem desta técnica é a proteção contra picos de corrente, enquanto suas desvantagens estão em não funcionar corretamente para sistemas carregadores de baterias e/ou sistemas com correção do fator de potência (PFC) [12] e [13].

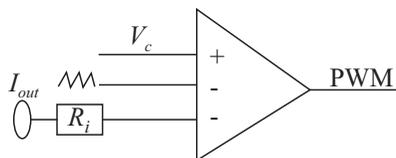


Figura 1.2- Controle sinérgico: modo pico de corrente.

O controle em modo corrente de carga apresenta algumas melhorias, mantendo a simples implementação, como ilustrado na Figura 1.3. Neste caso, as vantagens são a imunidade a ruídos, maior desempenho dinâmico se comparado com o método anterior e proteção. Seu funcionamento está baseado na carga e descarga do capacitor C_i : o conversor será comandado sempre que a tensão da referência V_c for maior da tensão no capacitor, caso contrário, os interruptores estarão inativos [12] e [14].

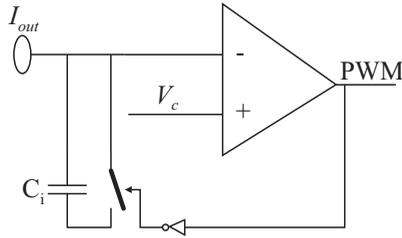


Figura 1.3- Controle sinérgico: modo corrente de carga.

Subseqüentemente, a procura incessante por melhorar este tipo de controle levou ao desenvolvimento do controle do valor médio da corrente. Essa técnica apresenta como vantagens, em relação às anteriores, o fato de permitir a implementação em sistemas com PFC, mantendo a corrente de saída quase constante; sua implementação é apresentada na Figura 1.4. Este controle está baseado na comparação de um sinal modulador dente de serra com a corrente de saída filtrada do conversor. O sinal de comando estará ativo quando o sinal referente ao valor médio de corrente for maior que o do dente de serra, caso contrário, será nula [12], [15].

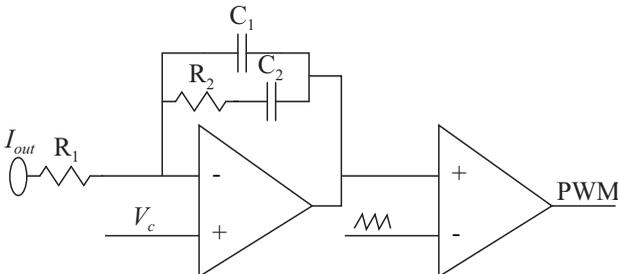


Figura 1.4- Controle sinérgico: modo corrente média.

Uma das implementações dos métodos anteriores em sistemas fotovoltaicos com conversores em paralelo foi exposta por [12]. Este

trabalho tem como intuito propor uma estratégia para controlar o sistema mediante os dois estágios apresentados por linhas tracejadas na Figura 1.5.

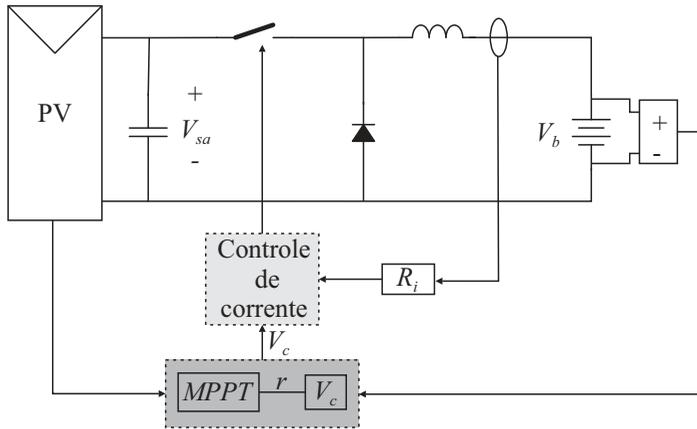


Figura 1.5- Controle resistivo.

Para realizar a implementação do primeiro estágio, da malha externa do controle, é necessário utilizar o modelo de pequenos sinais do sistema e com ele obter a resistência livre de perdas r e assim, usando (1.1) encontrar a referência do controle interno de corrente. Posteriormente, um dos modos de controle anteriormente apresentados pode ser implementado. Este método segundo os autores em [12], garante estabilidade do sistema quando operando no *MPPT*.

$$V_c = \frac{V_{sa}^2 \cdot R_i}{V_b \cdot r} \quad (1.1)$$

1.2.2 Controle realimentado de duas malhas

Outros autores apresentam controles mais estruturados, como o caso do controle por retroalimentação, entre os quais se destaca o controle com realimentação de tensão e de corrente [16]. Um exemplo deste tipo de estratégia é apresentado na Figura 1.6, sendo empregada para cada um dos conversores conectados em paralelo com o barramento CC. O princípio de operação está baseado na comparação entre a corrente de saída do conversor com uma referência: caso não sejam semelhantes, a tensão de referência nos conversores é reajustada e, assim, qualquer queda de tensão que possa ocorrer entre o barramento principal compensada sem prejudicar o

compartilhamento de corrente fornecida pelos estágios de processamento de energia. Nota-se que nesta técnica é necessário realizar o monitoramento da corrente de saída do conversor I_{out} e a do barramento I_{load} .

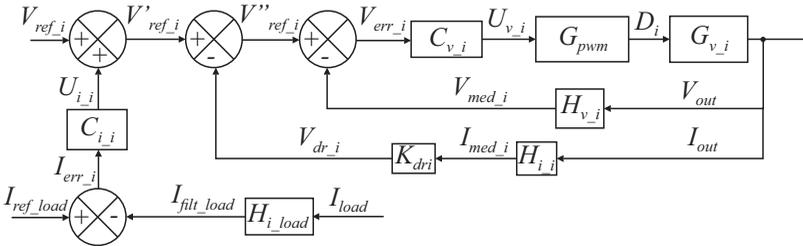


Figura 1.6- Controle por realimentação de tensão e de corrente.

1.2.3 Controle por deslizamento

O controle por deslizamento utiliza uma lei chaveada para conduzir e manter a trajetória dos estados de um modelo em uma superfície específica (chamada superfície de deslizamento). Quando a trajetória dos estados atinge tal superfície e nela permanece, diz-se que o sistema está na condição de deslizamento ou em modo deslizante. Nesta situação, o sistema torna-se menos sensível à influência de alterações paramétricas ou de distúrbios externos[17].

Os conceitos do controle de deslizamento foram aplicados em [18], tendo sido empregado para controlar um sistema composto por módulos fotovoltaicos conectados a um barramento CC por meio de conversores Boost de estágio duplo, como o apresentado na Figura 1.7.

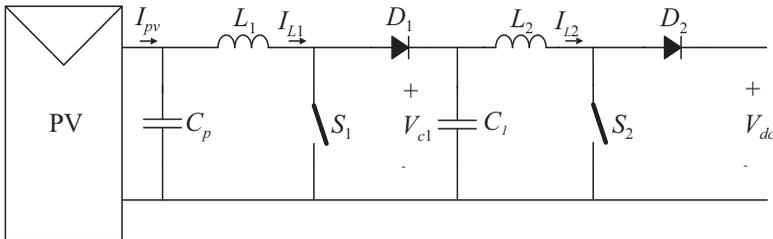


Figura 1.7- Conversor utilizado na implementação da estratégia de controle proposta por [18].

Este controle está baseado em modelos de pequenos sinais, a partir dos quais são obtidas as equações de deslizamento (1.2) e (1.3) para cada

estágio de processamento de energia. No equacionamento apresentado, g_1 representa a saída do *MPPT* enquanto g_2 e α_1 são constantes apresentadas no texto original [18].

$$\frac{dV_p}{dt} = \frac{I_{pv}(t)}{C_p} - \frac{g_1 V_p(t)}{C_p} \quad (1.2)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{g_1 V_p^2(t)}{C_1 V_c} - \frac{g_2 V_c(t)}{C_1} + \frac{\alpha_1 g_1 V_p(t)}{C_1 V_c} (g_1 V_p(t) - I_{pv}(t)) \quad (1.3)$$

A implementação da estratégia de controle proposta se dá conforme a Figura 1.8, para cada conversor. Segundo os autores, a técnica apresenta alta eficiência, assim como a capacidade de assegurar a estabilidade de cada subsistema, ou seja, dos n subsistemas interligados em paralelo.

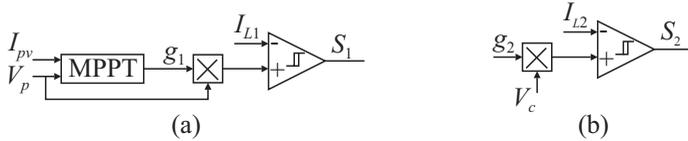


Figura 1.8- Implementação do controle por deslizamento. *MPP* (a) e controle de tensão (b).

1.2.4 Controle hierárquico

A arquitetura do controle hierárquico é composta por, no mínimo, duas camadas, implementadas sempre por nível de importância [19]. Nos sistemas de geração constituídos por fontes de energia renovável, este controle pode ser implementado como na Figura 1.9 (a) [20], em que o menor nível é aquele que deve ser mais rapidamente executado. A proposta do autor é de, primeiramente, realizar o controle de tensão e de corrente em cada subsistema de geração para, posteriormente, sincronizar o sistema mediante conversores CC-AC e, então, controlar a potência a ser injetada na rede elétrica. Outra proposta desta arquitetura de controle é apresentada na Figura 1.9 (b) [21], segundo a qual, a maior prioridade é dada no sincronismo, e, seqüentemente, ao controle de cada subsistema com o intuito de igualar o compartilhamento de potências. Finalmente, é realizado o monitoramento do sistema.

Esta técnica de controle é usada em sistemas de grande porte, devido ao custo de implementação e à manutenção. Apresenta como pontos positivos a confiabilidade e o desempenho.

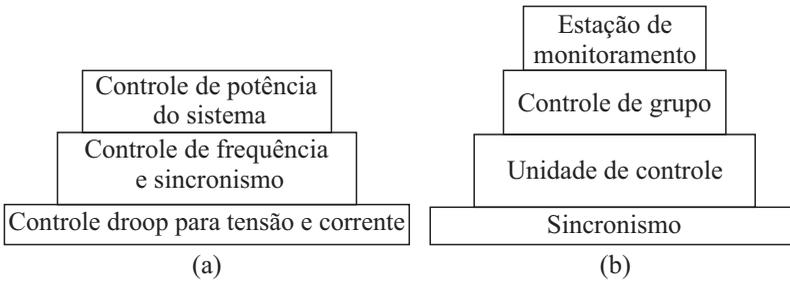


Figura 1.9- Controle hierárquico para microrredes: (a) proposta por [20], (b) proposta por [21].

1.2.5 Controle de unidade central

Esta técnica de controle baseia-se na tomada de decisões por meio de uma unidade de processamento de dados. Nas microrredes implementadas a partir de geração fotovoltaica, a unidade central é responsável pelo monitoramento da potência gerada globalmente: caso a carga tenha capacidade de drenar toda a potência gerada, os vários estágios de processamento de energia são levados a operar como rastreadores do ponto de máxima potência, caso contrário, a unidade central decide em prol da remoção de quantos subsistemas sejam necessários, a fim de preservar a estabilidade do barramento [22], [23]. A implementação de um sistema utilizando a técnica mencionada foi realizada por [22], sendo ilustrada na Figura 1.10.

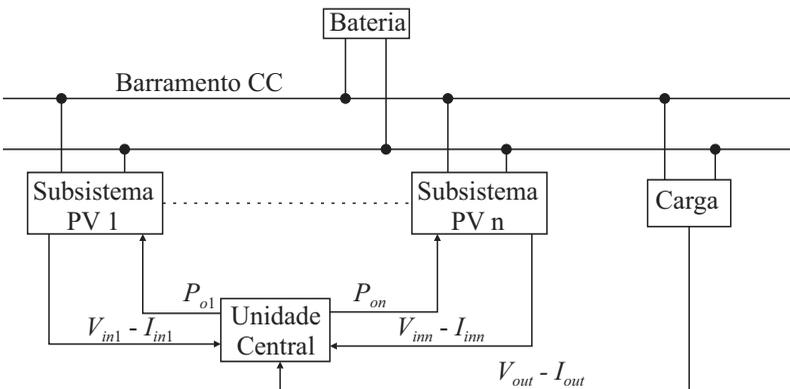


Figura 1.10- Microrrede fotovoltaica com controle central.

1.2.6 Controle droop

O controle *droop* é aplicado em sistemas de potência com fontes conectadas em paralelo, com o objetivo de compartilhar a potência gerada com o barramento comum. Em [24] é empregado o controle *droop* como uma estratégia descentralizada para compartilhamento de potência, sem utilizar qualquer comunicação entre subsistemas. O sistema em questão, composto por módulos fotovoltaicos, tem quatro modos de operação: no primeiro, opera conectado à rede e módulos fotovoltaicos no MPP. Neste caso, neste caso, o controle *droop* é responsável pela gestão do processo de recarga de um banco de baterias, parte do sistema; o segundo modo de operação acontece quando a rede alternada apresenta falhas. Neste momento, os módulos fotovoltaicos e a bateria fornecem energia à carga; no terceiro modo, o sistema opera isolado, sendo que os módulos fotovoltaicos fornecem integralmente a energia para suprir a carga e a bateria; para o quarto modo, o sistema continua operando isoladamente, mas estando a bateria completamente carregada, os módulos fotovoltaicos são retirados do sistema.

Em [25] e [26] é proposta uma estratégia *droop* para controlar as potências ativa e reativa de inversores operando no modo isolado da rede elétrica, onde a potência ativa é controlada por meio da frequência e a potência reativa mediante a amplitude da tensão.

Uma estratégia de controle *droop* aplicado a um barramento CC em um sistema composto por duplo estágio, CC-CC e CC-CA, é exposta em [27]. Os subsistemas, neste trabalho, são implementados por meio de arranjos fotovoltaicos conectados a conversores Buck-Boost cujas saídas estão associadas em paralelo ao barramento CC. A potência fotogerada é fornecida à rede CA. A proposta, ilustrada na Figura 1.11, prevê três cenários: o primeiro acontece quando a tensão do barramento CC se encontra em 380 V +/- 10 V, condição esta que leva o sistema a trabalhar de forma isolada, sendo que os arranjos fotovoltaicos operam em seus respectivos pontos de máxima potência; no segundo cenário, quando a tensão for maior que 390 V, o sistema conecta-se à rede elétrica, segundo o controle de razão cíclica d_{gc} , conforme (1.4); no terceiro cenário, quando a tensão do barramento CC for menor que 370 V, o sistema passa a funcionar no modo de retificação, mediante o ajuste d_{re} , de acordo com (1.5). As vantagens da presente técnica são a estabilidade do sistema e a proteção em caso de falhas.

$$d_{gc} = \frac{1}{2} + \frac{|V_s|}{2 \cdot V_{dc}} + \frac{\Delta I_{Ls} \cdot L_s \cdot I_{Ls}}{2 \cdot V_{dc} \cdot T_s} \quad (1.4)$$

$$d_{re} = \frac{1}{2} - \frac{|V_s|}{2 \cdot V_{dc}} + \frac{\Delta I_{Ls} \cdot L_s \cdot I_{Ls}}{2 \cdot V_{dc} \cdot T_s} \quad (1.5)$$

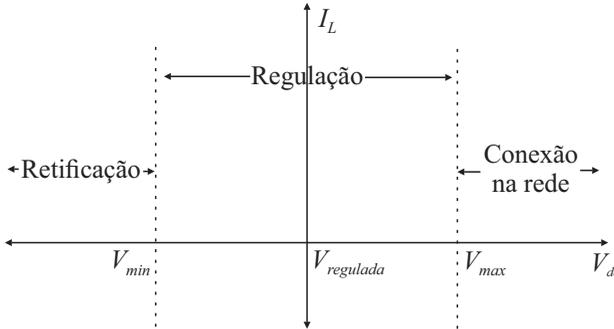


Figura 1.11- Controle *droop* por tensão do barramento CC, proposto por [27].

1.3 Conclusão

Este capítulo destinou-se a introduzir os conceitos básicos de geração centralizada, geração distribuída, microgeração, assim como microrrede e fontes de energia renováveis tendo como foco principal a energia fotovoltaica. Também se apresentou a estrutura do trabalho juntamente com sua motivação: o estudo e implementação de técnicas de controle para conversores estáticos conectados em paralelo a um barramento CC e arranjos fotovoltaicos como fontes de alimentação. Foi apresentada uma breve revisão bibliográfica de algumas técnicas de controle focadas no compartilhamento de potência por estágios de processamento de energia independentes conectados a um barramento comum, em sua maioria, com estágio intermediário para injeção de energia na rede elétrica. As técnicas de controle expostas foram: sinérgico, realimentação de duas malhas, por deslizamento, hierárquico, de unidade central e *droop*.

MODELAGEM DE MÓDULOS E ARRANJOS FOTOVOLTAICOS

Neste capítulo serão apresentados os conceitos e as equações necessárias para a modelagem de módulos e arranjos fotovoltaicos. Primeiramente, são abordados os avanços na fabricação de células fotovoltaicas, as quais se dividem em três gerações. Posteriormente, o efeito fotovoltaico é descrito, bem como os conceitos básicos e as variáveis envolvidas no funcionamento de geradores fotovoltaicos, tais como: irradiância solar, temperatura, índice de massa de ar, condições padrões de teste, temperatura de operação nominal e diferenças entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico. Além do estudo para verificar os resultados da associação de células e módulos em série, em paralelo e/ou de forma mista, apresentam-se os procedimentos empregados na busca por modelos que permitam reproduzir as características elétricas, estáticas e dinâmicas destes dispositivos em ambiente de simulação.

2.1 Fabricação de células fotovoltaicas

A tecnologia fotovoltaica vem expandindo-se de forma exponencial desde a década de 70. Tal fato deve-se a:

- Melhoras nos materiais empregados na de fabricação das células fotovoltaicas, as quais se dividem em três gerações: a primeira está baseada, principalmente, em células de silício cristalino, com rendimentos típicos estabelecidos entre 15-20%. As vantagens desta tecnologia são a estabilidade e o rendimento satisfatório. Na segunda geração, as células são baseadas em silício amorfo, cujo rendimento está entre 10-15% e principais vantagens são o baixo custo de fabricação e a flexibilidade resultante. Por sua vez, as células da terceira geração empregam materiais orgânicos ou polímeros que facilitam a formação de multijunções. A vantagem desta tecnologia é o elevado rendimento, que pode ultrapassar os 40%, em laboratório, enquanto sua desvantagem é o alto custo de fabricação. Estas tecnologias ainda são objetos de estudo, como exposto em [28].
- Procura incessante por melhora da eficiência e disseminação do uso de fontes renováveis de energia, como forma de reduzir o impacto ao meio

ambiente.

- À eletrônica de potência, que tem desenvolvido as ferramentas necessárias para processar a energia fotográfica a partir de conversores estáticos que apresentam cada vez mais reduzido volume, reduzido peso e elevado rendimento. Na maior parte das aplicações, a eletrônica de potência é utilizada para adaptar os níveis de tensão e de corrente de saída dos módulos fotovoltaicos às necessidades das cargas. Quando são utilizadas cargas em corrente contínua, empregam-se conversores CC-CC e, no caso de cargas alimentadas em corrente alternada, aplicam-se conversores CC-CA.

2.2 Efeito fotovoltaico

O efeito fotovoltaico se caracteriza pelo surgimento de uma tensão elétrica em um material semicondutor exposto à luz. Para compreender o funcionamento do fenômeno, recorre-se ao modelo atômico dos elementos químicos que compõem as estruturas das células fotovoltaicas. Por exemplo, um cristal de silício na sua forma pura é chamado silício intrínseco e, neste tipo de semicondutor, o número de elétrons e lacunas é o mesmo, pois são gerados aos pares por meio da ionização térmica para temperaturas acima de zero Kelvin. Para gerar tensão elétrica no interior do semicondutor intrínseco, todavia, é necessário perturbar sua formação cristalina por meio de um processo denominado por dopagem.

No caso de um silício, que possui quatro elétrons de valência e necessita de mais quatro átomos vizinhos para formar uma ligação covalente estável, são inseridos elementos com cinco elétrons de valência, sendo que o quinto tornar-se-á livre, criando um semicondutor com excesso de cargas elétrons ou tipo *n*. Em contrapartida, ao inserir elementos com três elétrons de valência, haverá falta de um elétron na estrutura cristalina, então, o material carregado positivamente torna-se um semicondutor tipo *p* [29].

Para formar uma célula fotovoltaica os dois tipos de semicondutores são metalurgicamente unidos, sendo que, nas mediações da junção *p-n*, devido ao processo de difusão de portadores de carga, há o acúmulo de cargas positivas do lado *n* e negativas do lado *p*, que dão origem a um campo elétrico e, por consequência, a uma diferença de potencial, conforme se ilustra na Figura 2.1

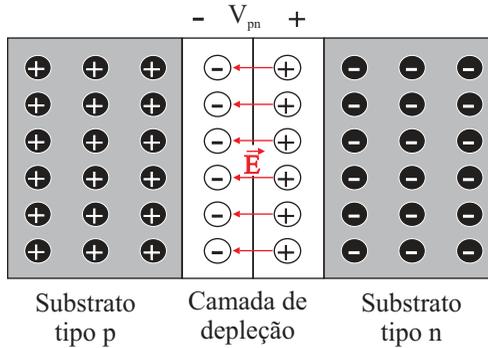


Figura 2.1- Junção *p-n* e camada de depleção em uma única célula fotovoltaica de silício [30].

Uma vez em equilíbrio, somente haverá passagem de elétrons do lado *n* para o *p*, caso o material receba energia de um meio externo, mais precisamente dos fótons, expressa por:

$$E_{Fóton} = h \cdot \nu \tag{2.1}$$

Onde:

$h = 4,138 \cdot 10^{-15} \text{ eV} \cdot \text{s} \rightarrow$ Constante de Planck

$\nu \rightarrow$ Frequência de vibração

Tabela 2.1- Aproveitamento das células fotovoltaicas em termos de irradiação solar

100%	Irradiação Solar Total
-3,0%	Reflexão e sombreamento dos contatos frontais
-23,0%	Fótons com energia insuficiente (Irradiância de ondas compridas)
-32,0%	Fótons com energia excedente (Irradiância de ondas curtas)
-8,5%	Recombinação de elétrons e lacunas
-20,0%	Gradiente elétrico, especialmente na região do campo elétrico
-0,5%	Resistência série (perdas térmicas nos contatos elétricos)
= 13,0%	Energia elétrica utilizável.

Caso a energia do fóton incidente $E_{Fóton}$ seja igual ou maior à energia

de banda proibida E_G do semicondutor (para o silício 1.12 eV), os elétrons livres alcançam a banda de condução e, na presença de um caminho fechado entre a célula fotovoltaica e uma carga qualquer, haverá circulação de corrente elétrica [30].

Como a energia produzida no processo de fotogeração está diretamente ligada à irradiação solar, a Tabela 2.1 apresenta, em termos percentuais, o aproveitamento da irradiância solar nas células fotovoltaicas[29].

2.3 Conceitos básicos

A seguir são apresentados alguns conceitos relacionados às variáveis que influenciam na geração de energia solar fotovoltaica.

2.3.1 Irradiância Solar (S)

A radiação solar é a transferência de energia por ondas eletromagnéticas, as quais são emitidas radialmente a partir da fonte (Sol) e não necessitam de um meio material para se propagar.

A parte externa da atmosfera está exposta a uma irradiância de 1366 W/m^2 . Contudo, devido aos fenômenos de reflexão e absorção na camada atmosférica, somente em torno de 1000 W/m^2 chegam à superfície da Terra sob forma de irradiância direta.

2.3.2 Temperatura (T)

A temperatura é explicada pela física como a grandeza termodinâmica intensiva comum a todos os corpos que estão em equilíbrio térmico [32].

2.3.3 Massa de Ar (AM)

O índice AM (*Air Mass*) corresponde à espessura da camada de ar no caminho da radiação eletromagnética provinda do Sol, normalizada em relação ao menor caminho possível a ser percorrido, estando associado à composição espectral dos raios solares que alcançam a superfície da Terra [30]. Para módulos fotovoltaicos é usado o índice de massa de ar 1,5.

2.3.4 Condições padrões de teste (STC)

As condições padrões de teste (ou STC - *Standard Test Conditions*) é

o termo usado pelos fabricantes de módulos para uniformizar os dados com os quais testam e caracterizam eletricamente seus produtos.

Os parâmetros padrões de teste são: temperatura T^{ref} de 25°C, índice AM 1,5 e irradiância solar S^{ref} 1000 W/m².

2.3.5 Temperatura nominal de operação da célula (NOCT)

Temperatura de operação nominal da célula (ou *NOCT- Nominal Operating Cell Temperature*) é o termo utilizado pelos fabricantes para documentar os testes realizados com módulos em condições ambientais. Normalmente, são usados parâmetros como irradiância solar de 800 W/m², temperatura de 47 °C e índice AM 1,5.

2.3.6 Célula, módulos e arranjos fotovoltaicos

As células, módulos e arranjos são similares quanto ao funcionamento, mas diferenciadas quanto a tamanho, custo e níveis de tensão e de corrente gerados. A célula é o elemento básico na geração de energia solar fotovoltaica. Apresenta dimensões típicas estabelecidas entre 10 a 20 cm² e gera aproximadamente 0,6 V de tensão para uma potência de saída não superior a 3 W [30].

Os módulos fotovoltaicos são constituídos por ligação de células em série com a finalidade de elevar os níveis de tensão e a potência de saída. Alcança, normalmente, patamares superiores a 150 W, sendo os dispositivos fotovoltaicos mais comumente comerciáveis.

Os arranjos fotovoltaicos, por sua vez, são obtidos a partir de ligações de módulos em série e/ou paralelo e permitem alcançar potências da ordem de kW.

2.4 Modelagem de módulos e de arranjos fotovoltaicos

O elemento básico na geração fotovoltaica é a célula, a qual produz baixos níveis de potência e, devido a esse fato, conforme anteriormente mencionado, torna-se necessário conectá-las em série, em paralelo ou de forma mista, para obterem-se os níveis de potência requeridos nas diversas aplicações. A seguir é apresentado o circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica, bem como os procedimentos para determinar os circuitos elétricos equivalentes e modelos que descrevam matematicamente tanto módulos quanto arranjos fotovoltaicos.

2.4.1 Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica

Uma célula fotovoltaica pode ser representada mediante o modelo físico, Figura 2.2 (a) ou seu modelo elétrico Figura 2.2 (b). A corrente fotogerada pela interação fóton-elétron é apresentada como uma fonte de corrente constante I_{phcel} . A junção pn , característica do silício extrínseco na representação física, é modelada como um diodo D_{cel} na representação elétrica.

As grandezas I_{cel} e V_{cel} correspondem à corrente e à tensão de saída da célula fotovoltaica, enquanto I_{Dcel} e V_{Dcel} referem-se à corrente e à tensão aplicada no diodo.

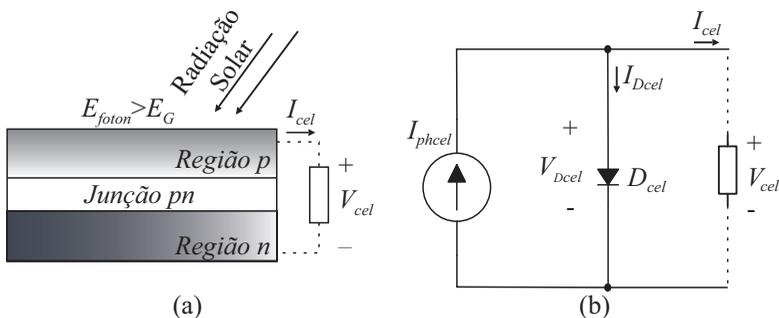


Figura 2.2- Modelos de célula fotovoltaica: (a) Físico, (b) Elétrico.

Um modelo mais aproximado da descrição real da célula fotovoltaica adiciona às perdas associadas por meio da inclusão de duas resistências ao modelo: a resistência paralela R_{pcel} representa as perdas internas ou por corrente de fuga, enquanto a resistência série R_{scel} , as perdas ocasionadas pelas quedas de tensão nos contatos metálicos. Assim sendo, a Figura 2.3 ilustra o modelo elétrico realístico da célula fotovoltaica.

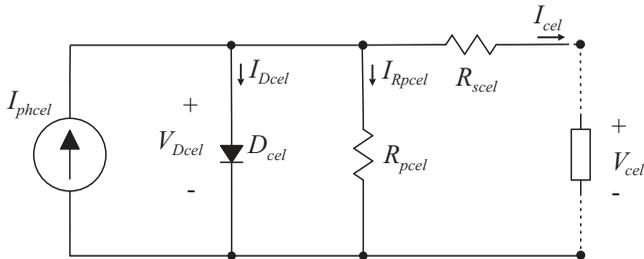


Figura 2.3- Modelo realístico da célula fotovoltaica.

2.4.2 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de células em série

O módulo fotovoltaico obtido por meio de células associadas em série é apresentado na Figura 2.4, de onde se verifica que uma parcela da corrente fotogerada dirige-se ao diodo, outra ao resistor paralelo e, por fim, outra ao resistor série. Módulos com células conectadas em série são normalmente comercializados pelos fabricantes, sendo especificados nos catálogos pelo número de células que contêm, excluindo a necessidade de especificação da conexão empregada.

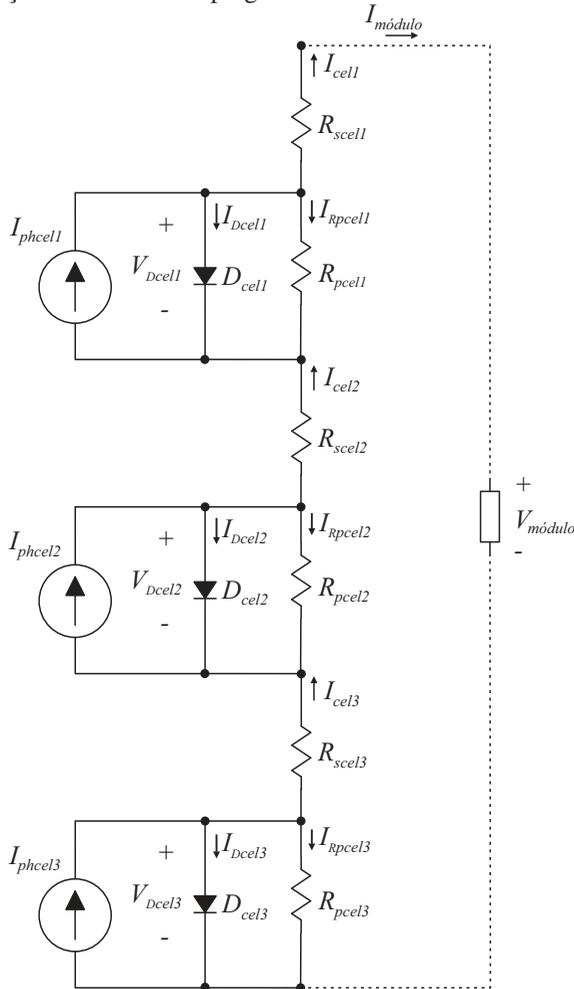


Figura 2.4- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas em série.

Mediante o conhecimento das Leis de Kirchoff, sabe-se que circuitos conectados em série mantêm a mesma corrente, mas a tensão é resultado da soma das tensões de cada circuito. Assumindo que todas as células do modelo são iguais, então a corrente I_{cel} de cada célula na Figura 2.4 é igual à corrente total do módulo $I_{módulo}$. Tal verificação permite reduzir o modelo anteriormente apresentado ao ilustrado na Figura 2.5.

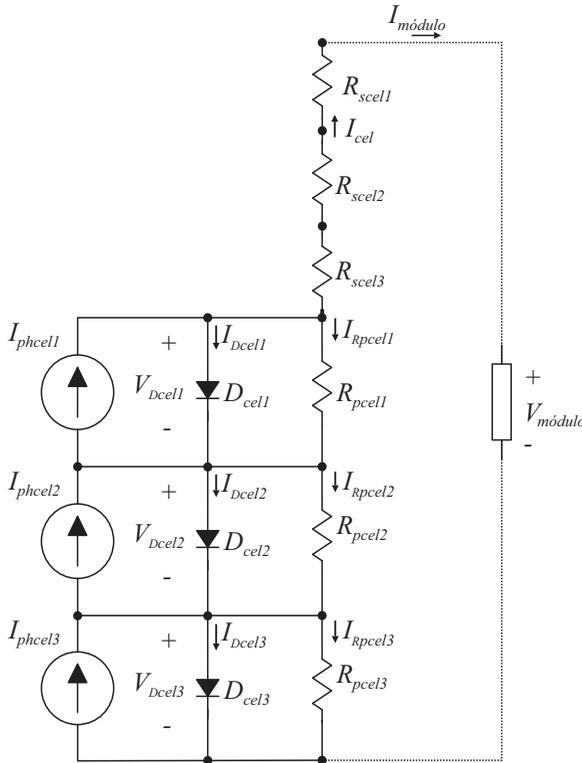


Figura 2.5- Etapa de simplificação do modelo elétrico de um módulo fotovoltaico obtido a partir de células conectadas em série.

Mediante a análise da Figura 2.5, verifica-se que os parâmetros de perdas de cada célula individual, tanto R_{pcel} quanto R_{scel} , aparecem em série e podem ser representados por um único resistor equivalente, se assumida a similaridades entre as células fotovoltaicas. Tal fato resulta na representação compacta do modelo, conforme é ilustrado na Figura 2.6, em que:

$$I_{phmódulo} = I_{phcel}$$

$$I_{Dmódulo} = I_{Dcel}$$

$$V_{Dmódulo} = N_s V_{Dcel}$$

$$R_{pmódulo} = N_s R_{pcel}$$

$$R_{smódulo} = N_s R_{scel}$$

$N_s \rightarrow$ Número de células em série

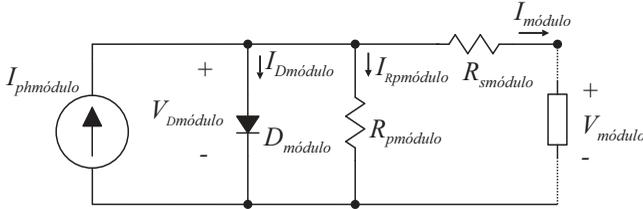


Figura 2.6- Forma compacta do modelo elétrico dos módulos fotovoltaicos.

2.4.3 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de células em paralelo

A conexão de células em paralelo (pouco usual) é utilizada quando há a necessidade de dispositivos que gerem elevadas correntes e baixas tensões. Sendo todas as células idênticas, a conexão paralela pode ser ilustrada por meio da Figura 2.7.

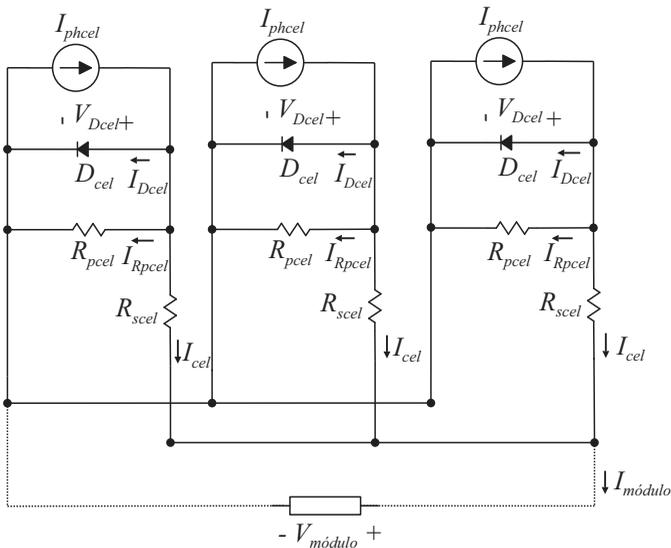


Figura 2.7- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas em paralelo.

Em módulo com células em paralelo, as fontes de corrente I_{phcel} , os diodos D_{cel} e resistências R_{pcel} estão em paralelo e, conseqüentemente, o circuito pode ser simplificado como na Figura 2.8.

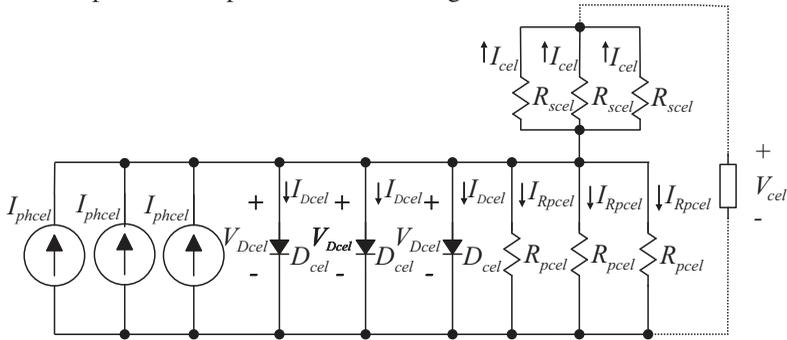


Figura 2.8- Etapa de simplificação do modelo elétrico de um módulo fotovoltaico obtido a partir de células conectadas em paralelo.

Associados os termos semelhantes e realizadas as simplificações necessárias, o circuito compacto que apresenta um módulo fotovoltaico obtido a partir da conexão de células em paralelo surge conforme é ilustrado na Figura 2.9, em que:

$$I_{phmódulo} = N_p I_{phcel}$$

$$I_{Dmódulo} = N_p I_{Dcel}$$

$$V_{Dmódulo} = V_{Dcel}$$

$$R_{pmódulo} = \frac{R_{pcel}}{N_p}$$

$$R_{smódulo} = \frac{R_{scel}}{N_p}$$

$N_p \rightarrow$ Número de células em paralelo

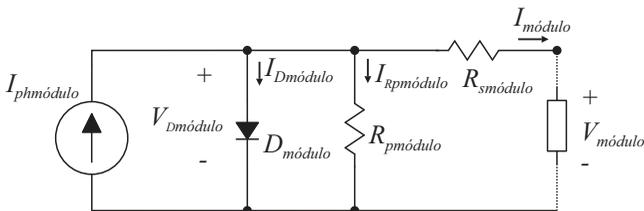


Figura 2.9- Forma compacta do modelo elétrico de módulos fotovoltaicos.

2.4.4 Módulo fotovoltaico obtido da conexão de mista de células

A conexão mista de células (pouco usual) é utilizada quando se deseja obter um módulo que possibilite elevados níveis de tensão e de corrente de saída, simultaneamente. Este tipo de ligação é retratado na Figura 2.10.

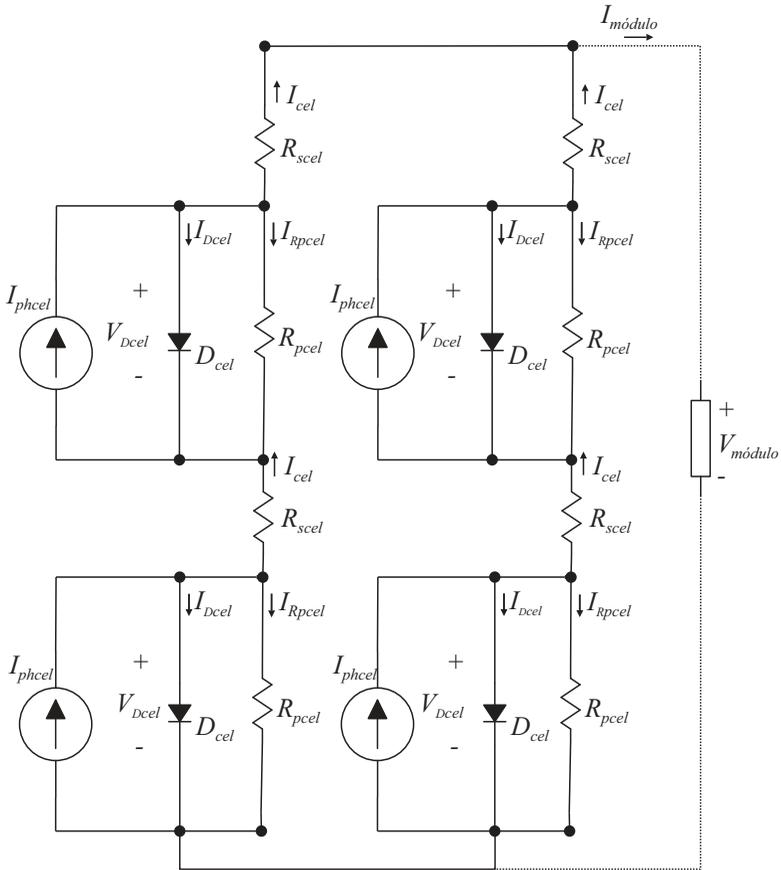


Figura 2.10- Módulo obtido a partir de células fotovoltaicas conectadas de forma mista.

Similarmente aos procedimentos apresentados anteriormente, a representação compacta resultante da associação mista, é ilustrada na Figura 2.11, em que:

$$I_{phmódulo} = N_p I_{phcel}$$

$$I_{Dmódulo} = N_p I_{Dcel}$$

$$V_{D\text{módulo}} = N_s V_{D\text{cél}}$$

$$R_{p\text{módulo}} = \frac{N_s}{N_p} R_{p\text{cél}}$$

$$R_{s\text{módulo}} = \frac{N_s}{N_p} R_{s\text{cél}}$$

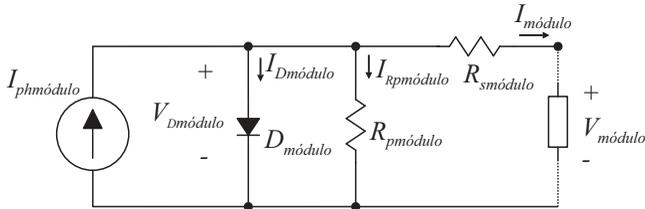


Figura 2.11- Forma compacta do modelo elétrico de módulos fotovoltaicos.

2.4.5 Arranjo fotovoltaico

Arranjos fotovoltaicos também são oriundos de unidades básicas interligadas em série, em paralelo ou de forma mista, porém, neste caso, tais conexões são constituídas de módulos, ao invés de células.

Toda a teoria apresentada anteriormente é aplicável ao arranjo fotovoltaico, assim, mostra-se na Figura 2.12 o circuito compacto de um arranjo, para quaisquer que sejam as formas de conexão entre os módulos que o compõe.

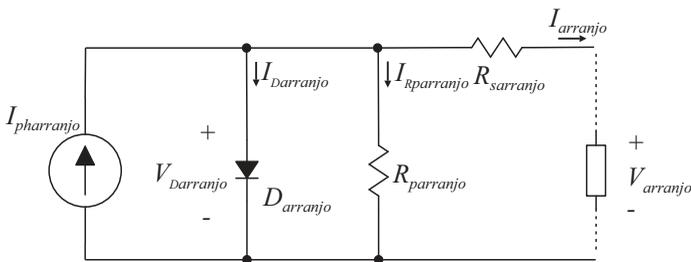


Figura 2.12- Modelo elétrico equivalente compacto de um arranjo fotovoltaico.

Tomando-se os parâmetros do módulo fotovoltaico como referência ($R_{s\text{módulo}}$, $R_{p\text{módulo}}$, $I_{ph\text{módulo}}$, $V_{módulo}$) e considerando que o arranjo é constituído de N_s módulos em série e N_p módulos em paralelo, é possível expressar seus parâmetros conforme mostrado na Tabela 2.2 e desenvolvido em [30].

Tabela 2.2- Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos fotovoltaicos.

Parâmetro	Módulo Fotovoltaico	Arranjo Fotovoltaico		
		Conexão em série	Conexão em paralelo	Conexão mista
Módulos em paralelo	1	0	N_p	N_p
Módulos em série	1	N_s	0	N_s
Resistência série	$R_{smódulo}$	$R_{sarranjo} = N_s R_{smódulo}$	$R_{sarranjo} = \frac{R_{smódulo}}{N_p}$	$R_{sarranjo} = \frac{N_s}{N_p} R_{smódulo}$
Resistência paralela	$R_{pmódulo}$	$R_{parranjo} = N_s R_{pmódulo}$	$R_{parranjo} = \frac{R_{pmódulo}}{N_p}$	$R_{parranjo} = \frac{N_s}{N_p} R_{pmódulo}$
Corrente fotogerada	$I_{phmódulo}$	$I_{pharranjo} = I_{phmódulo}$	$I_{pharranjo} = N_p I_{phmódulo}$	$I_{pharranjo} = N_p I_{phmódulo}$
Tensão de saída	$V_{módulo}$	$V_{arranjo} = N_s V_{módulo}$	$V_{arranjo} = V_{módulo}$	$V_{arranjo} = N_s V_{módulo}$
Corrente de saída	$I_{módulo}$	$I_{arranjo} = I_{módulo}$	$I_{arranjo} = N_p I_{módulo}$	$I_{arranjo} = N_p I_{módulo}$

Cabe ressaltar que todas as equações apresentadas anteriormente são válidas somente quando as células fotovoltaicas forem idênticas, portanto, os módulos também serão semelhantes.

2.5 Modelagem matemática

A modelagem matemática a seguir apresentada é realizada inicialmente para módulos fotovoltaicos e, posteriormente, estendida para arranjos, tendo sempre em vista que o principal elemento na fotogeração de energia é a célula fotovoltaica.

2.5.1 Modelagem matemática do módulo fotovoltaico

Para realizar a modelagem do módulo fotovoltaico, considera-se o circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 2.6. Ressalta-se que na literatura existem outros circuitos que permitem modelar o fenômeno fotovoltaico, como exposto em [33] e [34], onde é introduzido um modelo com dois diodos. O circuito elétrico com um diodo é o mais simples para ser modelado, porém, suas simplificações não interferem significativamente no comportamento da corrente de saída, sendo vastamente citado na literatura [34]-[38].

Aplicando-se a primeira Lei de Kirchhoff ao nó do circuito equivalente da Figura 2.6, obtém-se a corrente que flui pelos terminais do módulo:

$$I_{\text{módulo}} = I_{\text{phmódulo}} - I_{\text{Dmódulo}} - I_{\text{Rpmódulo}} \quad (2.2)$$

Para solucionar (2.2), é necessário o prévio conhecimento de cada um dos parâmetros ($I_{\text{phmódulo}}$, $I_{\text{Dmódulo}}$ e $I_{\text{Rpmódulo}}$). A corrente $I_{\text{phmódulo}}$ é a corrente fotogerada pelo módulo, como exposto em [35], e (2.3) representa seu comportamento. Destaca-se que muitos autores propuseram de maneira equivocada este termo, entre eles [36]-[38].

$$I_{\text{phmódulo}} = \frac{S}{S^{\text{ref}}} I_{\text{phmódulo}}^{\text{ref}} + (T - T^{\text{ref}}) \beta_{sc} \quad (2.3)$$

Da equação anterior, a variável S representa a irradiância solar instantaneamente incidente na superfície do módulo, S^{ref} a irradiância solar incidente nas condições padrões de teste, $I_{\text{ph}}^{\text{ref}}$ a corrente fotogerada nas STC , β_{sc} o coeficiente de temperatura de curto circuito, T a temperatura instantânea medida na superfície do módulo e T^{ref} a temperatura nas condições padrões de teste. A corrente $I_{\text{Dmódulo}}$ refere-se àquela que circula na junção pn e pode ser calculada conforme [30], [33]-[36]:

$$I_{\text{Dmódulo}} = I_o \left[e^{\frac{qV_{Dcel}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad (2.4)$$

O termo q apresenta a carga elementar do elétron, V_{Dcel} a queda de tensão no diodo por célula (2.5), A o fator de idealidade ou também chamado coeficiente de emissão da célula fotovoltaica [35], k a constante de Boltzmann e I_o a corrente de saturação reversa do diodo, extremamente dependente da temperatura, como equacionado em (2.6) e exposto por [35].

$$V_{Dcel} = \frac{V_{módulo} + I_{módulo} R_{smódulo}}{N_s} \quad (2.5)$$

$$I_o = I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.6)$$

Em (2.6) a variável I_o^{ref} é a corrente de saturação reversa do módulo obtida nas condições padrões de teste, e N_s o número de células em série. Substituindo (2.5) e (2.6) em (2.4) é obtido (2.7) na qual a temperatura é expressa em graus kelvin.

$$I_o = I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q(V_{módulo} + I_{módulo} R_{smódulo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

Finalmente $I_{Rpmódulo}$ é corrente através do resistor que modela a resistência paralela. Para determinar seu valor, utiliza-se a Lei de Kirchhoff das malhas no circuito da Figura 2.6, que dá origem às seguintes equações:

$$V_{Dmódulo} = V_{Rpmódulo} = V_{Rsmódulo} + V_{módulo} \quad (2.8)$$

$$I_{Rpmódulo} R_{pmódulo} = R_{smódulo} I_{módulo} + V_{módulo} \quad (2.9)$$

$$I_{Rpmódulo} = \frac{R_{smódulo} I_{módulo} + V_{módulo}}{R_{pmódulo}} \quad (2.10)$$

Substituindo cada parcela na equação da corrente $I_{módulo}$ (2.2), obtém-se:

$$I_{módulo} = \frac{S}{S^{ref}} I_{phmódulo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{R_{smódulo} I_{módulo} + V_{módulo}}{R_{pmódulo}} \dots$$

$$\dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q(V_{módulo} + I_{módulo} R_{smódulo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \quad (2.11)$$

Verifica-se em (2.11), a equação de descreve a corrente $I_{módulo}$ do módulo em função da tensão $V_{módulo}$ aplicada em seus terminais de saída. Em sistemas de controle, esse tipo de equação dá origem a sistemas de realimentação, pois a variável de saída encontra-se na entrada.

Devido ao fato de a equação apresentar cinco incógnitas ($I_{phmódulo}^{ref}$, I_o^{ref} , A , $R_{smódulo}$ e $R_{pmódulo}$) e ser não linear, é necessário um sistema de cinco equações e métodos numéricos para sua solução.

De maneira a obter as equações necessárias, recorre-se às

especificações elétricas fornecidas pelos catálogos dos fabricantes, tais como: tensão de circuito aberto, corrente de curto circuito e tensão, corrente e potência no ponto de máxima potência.

2.5.2 Sistema de equações

O sistema de equações exposto a seguir é baseado em informações fornecidas pelos fabricantes de módulos para as condições padrões de teste (*STC*). As cinco equações são formuladas em função da potência no ponto de máxima potência, da corrente de curto circuito, da tensão de circuito aberto, da máxima potência segundo a Lei de Watt e ponto de inflexão da máxima potência. Para a solução do sistema de equações, torna-se necessário um *software* matemático, devido à complexidade do sistema.

- Ponto de máxima potência

A equação é obtida a partir dos valores da tensão V_{mp} e da corrente I_{mp} gerados pelo módulo quando em operação no ponto de máxima potência. Os valores dessas grandezas podem ser extraídos do catálogo do fabricante e, quando inseridos em (2.11) conduzem a (2.12).

$$I_{mp} = \frac{S}{S_{ref}} I_{phmódulo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{R_{smódulo} I_{mp} + V_{mp}}{R_{pmódulo}} \dots$$

$$\dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q(V_{mp} + I_{mp} R_{smódulo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \quad (2.12)$$

- Corrente de curto circuito

A condição de curto circuito ocorre quando a carga ligada ao módulo é desprezível, idealmente nula. Nestas condições, a corrente gerada pelo módulo é denominada de corrente de curto circuito I_{sc} enquanto sua tensão de saída é nula. Nessa situação, tem-se:

$$I_{sc} = \frac{S}{S_{ref}} I_{phmódulo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{R_{smódulo} I_{sc}}{R_{pmódulo}} \dots$$

$$\dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q(I_{sc} R_{smódulo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \quad (2.13)$$

- Tensão de circuito aberto

A tensão de circuito aberto ocorre quando a carga ligada ao módulo fotovoltaico tem um valor elevado, idealmente infinito. Nestas condições, a corrente gerada pelo módulo será nula e sua tensão de saída igual a V_{oc} . Mediante o exposto, encontra-se:

$$0 = \frac{S}{S^{ref}} I_{phmódulo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{V_{oc}}{R_{pmódulo}} \dots \dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{qV_{oc}}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \quad (2.14)$$

- Máxima potência segundo a Lei de Watt

A potência nos terminais do módulo fotovoltaico pode ser calculada através produto da tensão aplicada a seus terminais pela corrente que o atravessa ($P = V \cdot I$). Assim, extraindo do catálogo do fabricante os valores da tensão V_{mp} , da corrente I_{mp} e da potência P_{mp} no ponto de máxima potência, escreve-se:

$$P_{mp} = \left(\frac{S}{S^{ref}} I_{phmódulo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{R_{smódulo} I_{mp} + V_{mp}}{R_{pmódulo}} \dots \dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q \cdot (V_{mp} + I_{mp} \cdot R_{smódulo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \right) V_{mp} \quad (2.15)$$

- Ponto de inflexão da máxima potência

Na matemática, os pontos críticos ou pontos de inflexão estão localizados sempre nos máximos e mínimos relativos, obtido mediante a primeira e/ou segunda derivada da função. Neste caso, iguala-se a derivada da equação de máxima potência segundo a Lei de Watt (2.15), em função da tensão, a zero, obtendo-se como resultado (2.16).

$$0 = \frac{d}{dV_{\text{módulo}}} \left[\frac{S}{S^{\text{ref}}} I_{\text{phmódulo}}^{\text{ref}} + \beta_{sc} (T - T^{\text{ref}}) - \frac{R_{s\text{módulo}} I_{\text{módulo}} + V_{\text{módulo}} \dots}{R_{p\text{módulo}}} \dots \right] V_{mp} \quad (2.16)$$

$$- \dots \left(I_o^{\text{ref}} \left(\frac{T}{T^{\text{ref}}} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{\text{ref}}} - \frac{1}{T} \right)} \left(e^{\frac{q(V_{\text{módulo}} + I_{\text{módulo}} \cdot R_{s\text{módulo}})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right) \right)$$

com $\begin{cases} V_{\text{módulo}} \rightarrow V_{mp} \\ I_{\text{módulo}} \rightarrow I_{mp} \end{cases}$

Como resumo do sistema de equações desenvolvido até o momento para a modelagem de um módulo fotovoltaico, apresenta-se a Tabela 2.3, onde I_{pv} refere-se à equação (2.11) genérica da corrente de saída do módulo. Ressalta-se que todas as informações necessárias à obtenção das equações são extraídas da folha de dados fornecida pelo fabricante, nas condições padrões de teste.

Tabela 2.3- Sistema de equações para a modelagem de um módulo fotovoltaico baseado no *STC*.

Sistema de equações	
Equação	Substituição
Ponto de máxima potência	$I_{pv} \begin{cases} I_{\text{módulo}} \rightarrow I_{mp} \\ V_{\text{módulo}} \rightarrow V_{mp} \end{cases}$
Corrente de curto circuito	$I_{pv} \begin{cases} I_{\text{módulo}} \rightarrow I_{sc} \\ V_{\text{módulo}} \rightarrow 0 \end{cases}$
Tensão de circuito aberto	$I_{pv} \begin{cases} I_{\text{módulo}} \rightarrow 0 \\ V_{\text{módulo}} \rightarrow V_{oc} \end{cases}$
Máxima potência segundo a Lei de Watt	$P_{mp} = I_{pv} V_{\text{módulo}} \begin{cases} I_{\text{módulo}} \rightarrow I_{mp} \\ V_{\text{módulo}} \rightarrow V_{mp} \end{cases}$
Ponto de inflexão da máxima potência	$0 = \frac{d}{dV_{\text{módulo}}} (I_{pv} V_{\text{módulo}}) \begin{cases} I_{\text{módulo}} \rightarrow I_{mp} \\ V_{\text{módulo}} \rightarrow V_{mp} \end{cases}$

2.5.3 Condições iniciais

Como as equações do sistema anteriormente apresentado não são lineares, é necessário a utilização de métodos numéricos para obter os valores das incógnitas. Na literatura são encontradas condições iniciais que são úteis no momento da resolução do sistema. Tipicamente, em uma primeira iteração, a corrente fotogerada pode ser aproximada pela de curto circuito, isto é, $I_{ph\text{módulo}} \approx I_{sc}$ [37]-[39], a corrente de saturação reversa I_o^{ref} pode ser estabelecida no patamar entre μA e nA [30] e [40], o coeficiente de idealidade A do diodo (para o silício cristalino e o amorfo) ajustado para ser menor que 2 [35], a resistência série $R_{smódulo}$ para ter valor inferior a $0,4 \Omega$ [30], [33], [37], [39] e, finalmente, a resistência em paralelo $R_{pmódulo}$ enquadrada no intervalo entre 200Ω e 500Ω [30] e [39]. Na Tabela 2.4 é apresentado o intervalo de valores para as condições iniciais das cinco incógnitas do sistema, considerando-se a operação do módulo no *STC*.

Tabela 2.4- Condições iniciais para a modelagem do módulo fotovoltaico em operação no *STC*.

Parâmetro	Faixa de valores
Corrente foto gerada I_{ph}^{ref} módulo	$\approx I_{sc}$
Corrente de saturação do diodo I_o^{ref}	$\mu A - nA$
Coefficiente de idealidade A	$0 - 2$
Resistência em série $R_{smódulo}$	$< 0,4 \Omega$
Resistência em paralelo $R_{pmódulo}$	$200 \Omega - 500 \Omega$

2.6 Resultados experimentais

A validação da modelagem dos módulos e arranjos fotovoltaicos será realizada mediante a comparação entre as curvas fornecidas pelos fabricantes, as adquiridas com o instrumento de medição *ProfiTest PV* e as geradas por meio de simulação, para diversas condições ambientais. Inicialmente, apresenta-se a modelagem para o módulo fotovoltaico usado neste trabalho, o KC200GT, fabricado pela Kyocera. Posteriormente, outros dois módulos serão modelados e as curvas obtidas a partir do modelo e comparadas com as experimentalmente obtidas, de maneira que se possa generalizar da modelagem proposta.

2.6.1 Modelagem do módulo fotovoltaico Kyocera KC200GT

O módulo KC200GT da Kyocera apresenta eficiência em torno de 16%, composição multicristalina e células de silício. Na Tabela A.7.1 do apêndice 1, são apresentadas as especificações elétricas do módulo, segundo [41] e [42].

Com o conjunto de equações ilustrado na Tabela 2.3 e os dados fornecidos pelo fabricante, como exposto na Tabela A.7.1, é possível a solução do sistema de equações anteriormente apresentado, obtendo-se, assim, as incógnitas de interesse I_{ph}^{ref} , I_o^{ref} , A , $R_{smódulo}$ e $R_{pmódulo}$.

A seguir, os dados fornecidos pelo fabricante são inseridos no sistema de equações:

- Ponto de máxima potência, (2.12):

$$7,61 = I_{phmódulo}^{ref} - I_o^{ref} \left(e^{\frac{0,7206(26,3+7,61 \cdot R_{smódulo})}{A}} - 1 \right) - \frac{26,3 + 7,61 R_{smódulo}}{R_{pmódulo}} \quad (2.17)$$

- Corrente de curto circuito, (2.13):

$$8,21 = I_{phmódulo}^{ref} - I_o^{ref} \left(e^{\frac{5,9168 R_{smódulo}}{A}} - 1 \right) - \frac{8,21 R_{smódulo}}{R_{pmódulo}} \quad (2.18)$$

- Tensão de circuito aberto, (2.14):

$$0 = I_{phmódulo}^{ref} - I_o^{ref} \left(e^{\frac{23,7108}{A}} - 1 \right) - \frac{32,9}{R_{pmódulo}} \quad (2.19)$$

- Máxima potência segundo a Lei de Watt, (2.15):

$$200 = 26,3 \left(I_{phmódulo}^{ref} - I_o^{ref} \left(e^{\frac{0,7206(26,3+7,61 R_{smódulo})}{A}} - 1 \right) - \frac{26,3 + 7,61 R_{smódulo}}{R_{pmódulo}} \right) \quad (2.20)$$

- Ponto de inflexão da máxima potência, (2.16):

$$0 = I_{ph\text{módulo}}^{ref} - \frac{26,3 + 7,61R_{smódulo}}{R_{pmódulo}} - I_o^{ref} \left(e^{\frac{0,7206(26,3+7,61R_{smódulo})}{A}} - 1 \right) \dots$$

$$\dots + 26,3 \left(-\frac{1}{R_{pmódulo}} - \frac{0,7206e^{\frac{0,7206(26,3+7,61R_{smódulo})}{A}}}{A} I_o^{ref} \right) \quad (2.21)$$

Resolvendo o sistema de equações por meio de um *software* matemático, tendo como condições iniciais as estabelecidas na Tabela 2.4, encontram-se os valores das incógnitas, os quais são apresentados na Tabela 2.5.

Tabela 2.5- Parâmetros do módulo KC200GT encontradas por meio da modelagem.

Parâmetros do módulo KC200GT	
$I_{ph\text{módulo}}^{ref}$	8,21412 A
I_o^{ref}	$1,7488 \cdot 10^{-7}$ A
A	1,34301
$R_{smódulo}$	0,200701 Ω
$R_{pmódulo}$	400 Ω

Na Figura 2.13 são apresentadas as curvas I-V fornecidas pelo fabricante e obtidas por meio da simulação do modelo encontrado. No primeiro caso, a irradiância solar é mantida fixa no valor do *STC* e a temperatura é alterada de 25°C para 50°C e posteriormente para 75°C. Conforme se pode verificar, as curvas fornecidas pelo fabricante, ilustradas na Figura 2.13 (a), e as obtidas a partir da modelagem desenvolvida neste capítulo, Figura 2.13 (b), são similares.

Como uma segunda forma de validação do modelo, fixa-se a temperatura em 25°C e varia-se a irradiância solar 1000 W/m² até 200 W/m², em intervalos de 200 W/m². Como resultado da validação da modelagem, ilustra-se na Figura 2.13 (c) e (d) a comparação entre as curvas fornecidas pelo fabricante e as obtidas via simulação do modelo, de onde verifica-se novamente a equivalência.

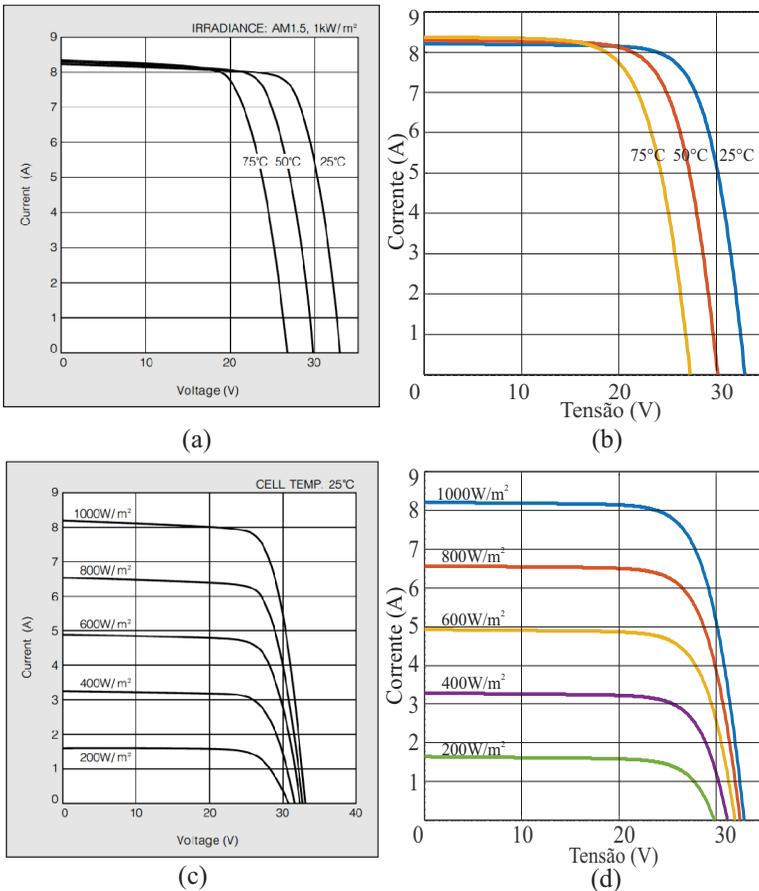


Figura 2.13- Curva I-V do módulo KC200GT. Variação de temperatura com $S=1000\text{ W/m}^2$: catálogo do fabricante (a) e modelo (b). Variação da irradiância solar com $T=25^\circ\text{C}$: catálogo do fabricante (c) e modelo (d).

Visando possibilitar uma comparação quantitativa entre o resultado da modelagem e as curvas do catálogo, simulou-se o módulo fotovoltaico em duas condições de operação: *STC* e *NOCT*. Por meio dos dados mais representativos obtidos via simulação, calculou-se o erro absoluto e o erro relativo, (2.22) e (2.23) respectivamente cujos resultados são apresentados na Tabela 2.6.

$$X_{fabricante} - X_{simulado} \quad (2.22)$$

$$\frac{X_{fabricante} - X_{simulado}}{X_{fabricante}} \quad (2.23)$$

Tabela 2.6- Comparação quantitativa entre informações contidas no catálogo do fabricante e provenientes da simulação do modelo.

Grandeza	Fabricante	Modelo	Erro absoluto	Erro relativo
$V_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 1000 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{V}]$	26,300	26,400	0,100	0,380%
$I_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 1000 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{A}]$	7,610	7,582	0,028	0,367%
$P_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 1000 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{W}]$	200,143	200,160	0,022	0,011%
$I_{sc} \left[\begin{array}{l} T = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 1000 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{A}]$	8,210	8,210	0	0%
$V_{oc} \left[\begin{array}{l} T = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 1000 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{V}]$	32,900	32,900	0	0%
$V_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 47 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 800 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{V}]$	23,200	23,800	0,600	2,586%
$I_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 47 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 800 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{A}]$	6,130	6,038	0,091	1,490%
$P_{mp} \left[\begin{array}{l} T = 47 \text{ }^\circ\text{C} \\ S = 800 \text{ W/m}^2 \end{array} \right] [\text{W}]$	142,216	143,720	1,504	1,057%

Ainda buscando maior validade da modelagem do módulo fotovoltaico, empregou-se o instrumento de medição *Profitest PV*, com o qual se realizaram leituras de irradiância solar, temperatura e obtiveram-se assim os vetores de corrente e de tensão para quatro condições ambientais, fato que permitiu traçar as curvas I-V experimentalmente. Na Figura 2.14 são apresentados os resultados encontrados, sendo que as linhas tracejadas representam as curvas obtidas pela modelagem e as contínuas, aquelas encontradas experimentalmente.

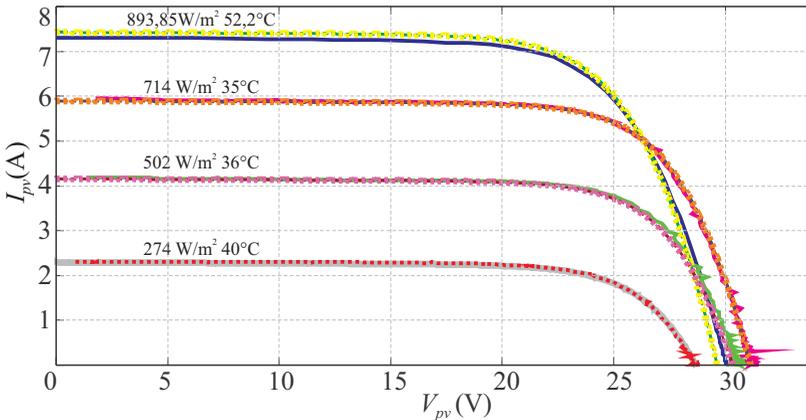


Figura 2.14- Validação experimental do modelo do módulo fotovoltaico empregando-se o *Profitest PV*.

2.6.2 Módulos fotovoltaicos M-GCS112E090 e TS-150C2

Para certificar que a modelagem apresentada neste capítulo pode ser utilizada para qualquer módulo e/ou arranjo fotovoltaico, a seguir serão apresentadas as curvas obtidas com o instrumento *Profitest PV*, bem como as oriundas do modelo, considerando os módulos fotovoltaicos M-GCS112E090 e TS-150C2 e as traçadas pela modelagem.

- Módulo M-GCS112E090:

O módulo M-GCS112E090, fabricado pela Manz é composto por 134 células com associação de cobre-índio-selênio (CIS) e tem suas especificações elétricas apresentadas na Tabela A.7.2 do Apêndice 1. Com os dados fornecidos pelo fabricante tal módulo foi modelado segundo o

equacionamento anteriormente exposto, obtendo-se, assim, os seguintes parâmetros:

$$I_{ph\text{módulo}}^{ref} = 1,37058 \text{ A}$$

$$I_o^{ref} = 1,48605 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

$$A = 1,92661$$

$$R_{smódulo} = 1,68912 \text{ } \Omega$$

$$R_{pmódulo} = 3999,63 \text{ } \Omega$$

Mediante o uso do *ProfiTest PV*, foram obtidas tensão, corrente, temperatura e irradiância solar para duas condições ambientais, com as quais se traçaram as curvas da Figura 2.15. As curvas contínuas representam os resultados experimentais, enquanto que as tracejadas são provenientes do modelo matemático.

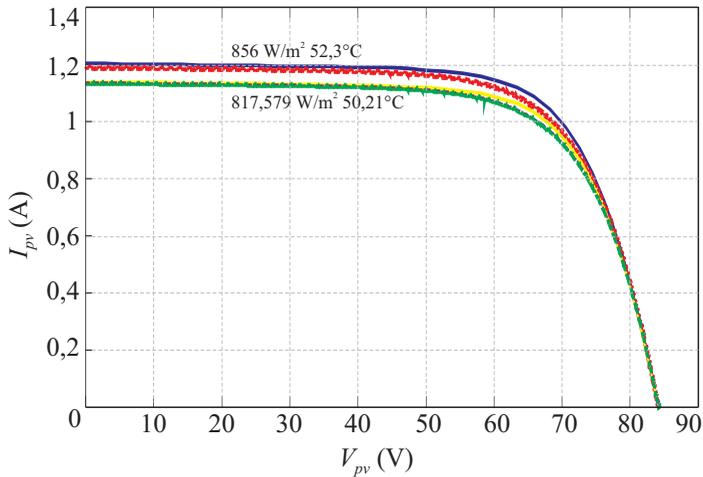


Figura 2.15- Validação experimental do modelo do módulo M-GCS112E090.

Módulo TS-150C2:

O módulo TS-150C2, fabricado pela Tsmc solar, apresenta uma eficiência em torno do 13,8%, composição multicristalina de cobre-índio-gálio-selênio (CIGS), com as especificações elétricas apresentadas na Tabela A.7.3 do Apêndice 1, como exposto em [44]. Com as informações

fornecidas pelo fabricante, o módulo foi modelado segundo o equacionamento anteriormente exposto, obtendo-se os seguintes valores para as constantes envolvidas:

$$I_{ph\text{módulo}}^{ref} = 2,64071 \text{ A}$$

$$I_o^{ref} = 1,42698 \cdot 10^{-7} \text{ A}$$

$$A = 1,52211$$

$$R_{smódulo} = 3,16218 \text{ } \Omega$$

$$R_{pmódulo} = 400,002 \text{ } \Omega$$

Na Figura 2.16 são ilustrados os resultados obtidos experimentalmente por meio do instrumento *ProfiTest PV*, conforme as curvas contínuas, e os provenientes da modelagem desenvolvida, curvas tracejadas, para duas condições ambientais.

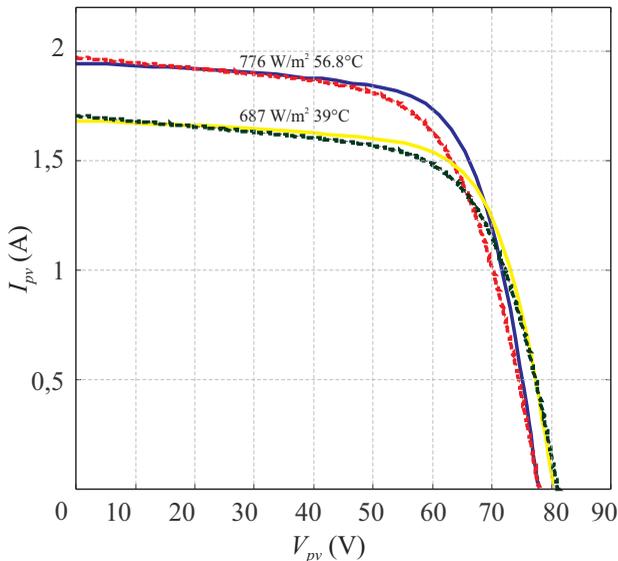


Figura 2.16- Validação experimental do modelo do módulo Ts-150C2.

Por inspeção da Figura 2.14, da Figura 2.15 e da Figura 2.16, conclui-se que a modelagem desenvolvida para simulação de módulos fotovoltaicos pode ser usada satisfatoriamente, pois o comportamento experimental e resultante dos modelos são similares para uma ampla faixa

de variação de irradiância solar e temperatura.

2.6.3 Arranjo fotovoltaico KC200GT

A seguir, apresentam-se as constantes dos parâmetros encontradas pela modelagem matemática para o arranjo fotovoltaico composto de dez módulos KC200GT associados em série. Este arranjo é o empregado no desenvolvimento deste projeto, sendo por isso importante apresentar suas curvas características e especificações elétricas.

Embora apenas as especificações elétricas do módulo sejam fornecidas pelo fabricante [41], pode-se, mediante o conhecimento previamente adquirido, extrapolá-las para o arranjo, cuja especificação é detalhada na Tabela A.7.4 do Apêndice 1.

Na Figura 2.17 apresentam-se as curvas características do arranjo fotovoltaico para as mesmas variações das condições ambientais fornecidas pelo fabricante no catálogo dos módulos. A Figura 2.17 (a) esboça as curvas para 75 °C, 50 °C e 25 °C mantendo uma irradiância solar de 1000 W/m², enquanto a Figura 2.17 (b) mostra o comportamento do arranjo sob variações de irradiância solar de 200 até 1000 W/m² com intervalos de 200 W/m², mantendo a temperatura constante em 25°C.

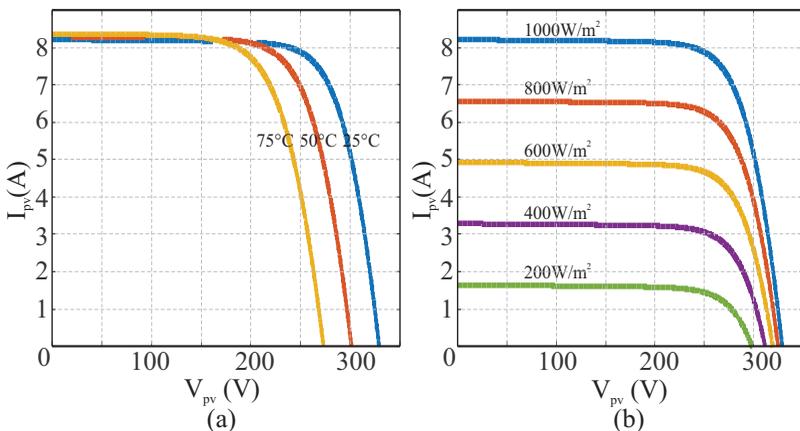


Figura 2.17- Curva I-V proveniente do modelo do arranjo fotovoltaico composto por dez módulos KC200GT. Variação de temperatura com $S= 1000 \text{ W/m}^2$ (a); Variação da irradiância solar com $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$ (b).

Levando as especificações da Tabela A.7.4 ao sistema de equações da modelagem matemática, são obtidos os parâmetros do arranjo, cujos

valores são ilustrados na Tabela 2.7.

Tabela 2.7- Parâmetros do arranjo fotovoltaico composto por dez módulos KC200GT conectados em série.

Parâmetros do arranjo fotovoltaico	
I_{ph}^{ref} arranjo	8,212388 A
I_o^{ref}	$1,92385 \cdot 10^{-7}$ A
A	1,35027
$R_{sarranjo}$	1,98415 Ω
$R_{parranjo}$	4200 Ω

2.7 Conclusão

O conteúdo apresentado neste capítulo foi de crucial importância ao desenvolvimento do projeto de dissertação, pois contém o desenvolvimento matemático para a modelagem dos módulos e arranjos fotovoltaicos, reproduzindo um sistema de equações geral capaz de fornecer as constantes necessárias para simular módulos ou arranjos fotovoltaicos e possibilitando, assim, reproduzir o comportamento experimental do gerador fotovoltaico no ambiente de simulação.

Em um primeiro momento foram expostos os princípios de funcionamento do fenômeno fotoelétrico, assim como alguns conceitos básicos. Posteriormente, levantaram-se os circuitos elétricos equivalentes referentes às células, módulos e arranjos fotovoltaicos, contemplando associações série, paralela e/ou mista.

DETERMINAÇÃO DO CONVERSOR

A seleção do conversor CC-CC adequado para o processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico deve contemplar os níveis de potência processados e o ganho estático requerido para a aplicação, sendo de grande relevância o prévio conhecimento das tensões nominais no arranjo e na saída do conversor.

Neste capítulo são apresentadas as especificações do projeto, o cálculo dos limites de tensão no arranjo fotovoltaico, o ganho estático requerido e, com ele, os conversores que cumprem os requisitos de projeto. Posteriormente, são expostas as etapas de operação, as equações e o funcionamento do conversor *Boost interleaved*, haja vista ter sido esta a topologia escolhida. Por fim, apresentam-se simulações do conversor operando no ponto de máxima potência.

3.1 Cálculos das tensões

A tensão de saída do arranjo fotovoltaico possui uma grande variação diretamente influenciada pela temperatura na sua superfície e, por essa razão, é necessário avaliar seus limites, baseado em (3.1) e (3.2), que ilustram o comportamento da tensão de máxima potência e de circuito aberto do arranjo fotovoltaico, respectivamente, [30].

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{stc}(T) + (T - T^{stc})\alpha_{mp} \quad (3.1)$$

$$V_{oc}(T) = V_{oc}^{stc}(T) + (T - T^{stc})\alpha_{oc} \quad (3.2)$$

Como se percebe nas equações precedentes, a tensão de saída do arranjo fotovoltaico depende da variação da temperatura na superfície dos módulos. Tendo como base os dados meteorológicos do Instituto Nacional de Meteorologia (INMET), para um período de 7 anos [45], iniciando o primeiro dia de janeiro de 2008 e finalizando no primeiro dia de maio de 2015, considera-se uma faixa de variação de temperatura entre 0° e 75° na superfície do gerador fotovoltaico. A seguir, são expostos os valores de tensão de máxima potência e de circuito aberto para os patamares de temperatura explicitados.

$$\begin{aligned} V_{mp_min} &= 263 + (75 - 25)(-1,4) = 193 \text{ V} \\ V_{mp_max} &= 263 + (0 - 25)(-1,4) = 298 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} V_{oc_min} &= 329 + (75 - 25)(-1,23) = 267,5 \text{ V} \\ V_{oc_max} &= 329 + (0 - 25)(-1,23) = 359,75 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Mediante os resultados obtidos em (3.3) e (3.4) é possível definir a tensão máxima e mínima da saída do arranjo fotovoltaico conforme:

$$\begin{aligned} V_{pv_min} &= V_{mp_min} = 193 \text{ V} \\ V_{pv_max} &= V_{oc_max} = 359,75 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.5)$$

A tensão do barramento CC foi definida para manter-se constante no valor de 380 V. Essa escolha está baseada em especificações da microrrede ao qual o sistema fotovoltaico desenvolvido nesta dissertação será, futuramente, incluído.

3.2 Ganho estático

Utilizando-se dos valores de (3.5), determina-se a faixa de ganho necessária para levar a tensão do arranjo fotovoltaico (entrada do conversor) ao valor da tensão do barramento CC (saída do conversor), conforme (3.6).

$$\begin{aligned} G_{min} &= \frac{V_{out}}{V_{pv_max}} = \frac{380}{357,75} = 1,056 \\ G_{max} &= \frac{V_{out}}{V_{pv_min}} = \frac{380}{193} = 1,969 \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.3 Conversores

Os resultados obtidos em (3.6) expõem a necessidade de um conversor com característica de elevador de tensão, capaz de trabalhar com ganho estático mínimo de 1,056 e máximo de 1,969. Na literatura, os conversores CC clássicos capazes de cumprir estes requisitos são os conversores Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta.

No conversor CC-CC elevador de tensão, ou conversor Boost, a tensão média de saída é maior que a tensão média da entrada; sua fonte de alimentação apresenta um comportamento de fonte de corrente e a carga um comportamento de fonte de tensão. Este conversor é usado em aplicações como conversor CC-CC elevador de tensão, retificador com alto fator de potência e em acionamento de motores em corrente contínua com frenagem regenerativa. O conversor Boost tem dois elementos armazenadores de

energia: um indutor e um capacitor, sendo modelado como um sistema de segunda ordem em sua forma mais simples. Existem múltiplas variações do conversor Boost clássico, como o Boost quadrático ou o Boost *interleaved*.

O Buck-Boost é um conversor à acumulação indutiva de energia: sua alimentação apresenta características de fonte de tensão semelhante à da carga. Este tipo de conversor é empregado para aplicações onde se requerem tensões de saída maiores ou menores que a entrada; o Buck-Boost tem dois componentes armazenadores de energia, sendo também modelado como um sistema de segunda ordem.

O conversor Cuk é o dual do conversor Buck-Boost, já que este realiza a transferência de energia entre duas fontes CC com características de fonte de corrente. O conversor Cuk é um conversor elevador-abaixador com três componentes armazenadores de energia, mas que apresenta o mesmo ganho estático do conversor Buck-Boost convencional.

O Sepic é um conversor elevador-abaixador, sua alimentação apresenta características de fonte de corrente e sua saída características de fonte de tensão. Este conversor tem estrutura isolada, por isso pode trabalhar com múltiplas saídas e altas tensões. Seu circuito equivalente básico é composto por quatro componentes armazenadores de energia, o que gera um sistema com função de transferência de ordem superior aos conversores citados anteriormente.

Por último, o conversor Zeta, o qual pode ser visto como um conversor Buck-Boost-Buck, tendo entrada com característica de fonte de tensão e saída como fonte de corrente. Este conversor é isolado, com alto rendimento e estágio intermediário CA. onde as perdas por condução e comutações no diodo são eliminadas e, dessa forma, diminui o volume por conta de necessitar menos dissipação de energia. O Zeta é um conversor com quatro elementos armazenadores de energia o que apresenta um maior desafio para seu controle [46].

3.4 Conversor *Boost Interleaved*

O conversor Boost é eleito para o desenvolvimento deste projeto, por ser o mais simples dos conversores clássicos, por satisfazer o requerimento de ganho estático e, em conjunto com o conversor Buck-Boost, apresentar menor quantidade de elementos armazenadores de energia.

Entre os conversores Boost, encontra-se o Boost *interleaved*, que apresenta vantagens se comparado com o conversor clássico, tais como: baixa ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída, alto rendimento, menor tempo de resposta transitória, maior densidade de

potência, redução das emissões eletromagnéticas e maior confiabilidade [47]-[51]. O conversor Boost *Interleaved* ou IBC do inglês *Interleaved Boost Converter* é comandado de forma intercalada para comutar com a mesma frequência, mas com uma defasagem de $360^\circ/n$ conversores [47].

Com o aumento no número de indutores para armazenar energia, aumenta-se o número de braços do conversor e, com isso, a quantidade de componentes implementados no estágio de potência, tais como diodos e interruptores, o que eleva os custos de implementação. Contudo, a eficiência do conversor, volume e resposta transitória são melhoradas, assim como os esforços nos semicondutores, que diminuem [47], [51]. Há de se ressaltar que o incremento desmesurado de braços gera mudanças pouco significativas nas ondulações de tensão e de corrente, mas eleva os custos e o volume. Suas principais aplicações estão em sistemas de microrrede CC-CA híbridos para redes comerciais e residenciais, correção do fator de potência (PFC), UPS para sistema de computação e comunicação, sistemas com células a combustível e veículos elétricos [52].

Devido às vantagens apresentadas, o conversor Boost *interleaved* foi escolhido para o projeto. Os conversores utilizados na dissertação foram projetados localmente (INEP), a partir das especificações da Tabela 3.1.

Tabela 3.1 Especificações do conversor *Boost Interleaved*

Especificações do conversor	
Tensão de entrada máxima	359,75 V
Tensão de saída máxima	420 V
Tensão de saída regulada	380 V
Corrente máxima na entrada	8,21 A
Potência máxima	2 kW
Ondulação da tensão de saída	$\pm 1\%$ da tensão de saída regulada
Frequência de comutação	250 kHz
Modo de operação	<i>MCC</i>

3.4.1 Etapas de operação

O conversor projetado é um Boost *interleaved* inversamente acoplado de duas fases ou braços, apresentado na Figura 3.1, onde a corrente idealmente flui equitativamente por cada braço e a frequência das ondulações de entrada e de saída é dobrada. Como consequência de o conversor operar com o dobro da frequência de comutação, há uma redução das capacitâncias e indutâncias necessárias para manter os valores de

ondulação desejados.

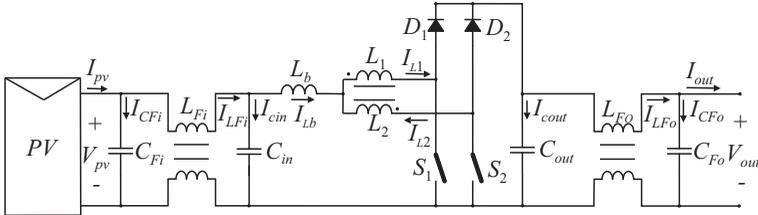


Figura 3.1- Conversor Boost *Interleaved* inversamente acoplado.

Na Figura 3.1 apresenta-se a topologia do conversor, onde sua alimentação é um arranjo fotovoltaico, conectado a um filtro *LC* usado para atenuar ruídos de alta frequência. A corrente flui pelo indutor Boost, divide-se nos dois braços do conversor e, finalmente, é filtrada antes de chegar à saída. Com o conhecimento do ganho estático necessário para os níveis de tensão gerados pelo arranjo fotovoltaico, exposto em (3.6), e o conhecimento do ganho estático do conversor Boost (3.7), obtém-se o limite superior e inferior da razão cíclica com o qual o conversor operará, assim como expressa (3.8).

$$G = \frac{1}{1 - D} \tag{3.7}$$

$$D_{\min} = \frac{G_{\min} - 1}{G_{\min}} = \frac{1,056 - 1}{1,056} = 0,053 \tag{3.8}$$

$$D_{\max} = \frac{G_{\max} - 1}{G_{\max}} = \frac{1,969 - 1}{1,969} = 0,492$$

Sendo que a razão cíclica máxima D_{\max} de operação do conversor é inferior a 0,5, o acionamento dos interruptores se estabelecerá como na Figura 3.2.

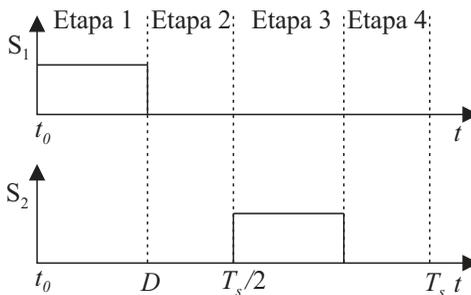


Figura 3.2- Sinais de comando e etapas de operação.

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do conversor seguidas pelas principais formas de onda e pela descrição das características necessárias para que a operação ocorra em *MCC*.

- 1ª Etapa:

A primeira etapa de operação efetua-se no intervalo de $t_0 < t < DT_s$, tendo início quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir e o diodo D_1 é inversamente polarizado. Neste momento, a tensão no indutor L_1 é igual à metade da tensão de saída, valor semelhante que à tensão no indutor L_2 . Nesta etapa, ambos os indutores têm correntes com derivadas positivas, conforme é apresentado na Figura 3.3.

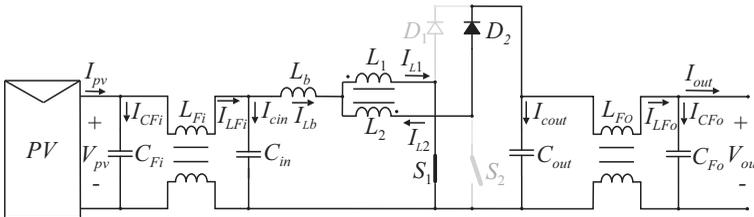


Figura 3.3- Primeira etapa de operação.

- 2ª Etapa:

A segunda etapa acontece no intervalo $DT_s < t < T_s/2$, quando o interruptor S_1 é desativado e o diodo D_1 é polarizado diretamente. A energia armazenada no indutor L_b é transferida à carga. O mesmo acontece com o par S_2 - D_2 , como mostra a Figura 3.4. Nesta etapa os indutores acoplados se encontram ligados ao mesmo ponto do circuito e ficam submetidos à tensão nula, se desprezada a corrente diferencial dos indutores acoplados.

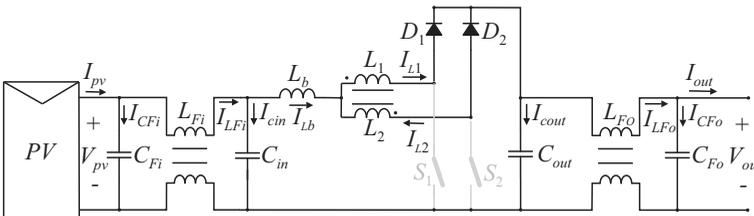


Figura 3.4- Segunda etapa de operação.

- 3ª Etapa:

A terceira etapa ocorre no intervalo $T_s/2 < t < T_s/2+DT_s$. Durante este intervalo o interruptor S_1 e o diodo D_2 encontram-se desativados, assim a tensão nos indutores acoplados é igual à $-V_{out}/2$, fato pelo qual a corrente apresenta derivada negativa. A Figura 3.5 ilustra o circuito elétrico resultante desta etapa.

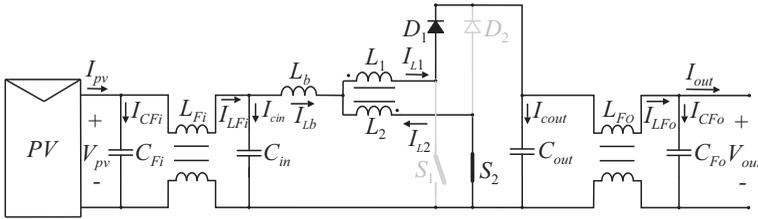


Figura 3.5- Terceira etapa de operação.

- 4ª Etapa:

A última etapa ocorre durante o intervalo $T_s/2+DT_s < t < T_s$, em que os dois interruptores permanecem bloqueados, o que faz com que os diodos D_1 e D_2 estejam em condução, analogamente ao ocorrido durante a segunda. A Figura 3.4 mostra o circuito elétrico resultante desta etapa de operação.

Na Figura 3.6 apresentam-se as principais formas de onda relacionadas ao conversor Boost *Interleaved*. As equações resultantes das quatro etapas de operação, cujas variáveis seguem indicadas na Figura 3.1, são apresentadas nas equações (3.9)-(3.17).

$$I_{CFi} = I_{pv} - I_{LFi} \quad (3.9)$$

$$V_{LFi} = V_{pv} - V_{Cin} \quad (3.10)$$

$$I_{Cin} = I_{LFi} - I_{Lb} \quad (3.11)$$

$$V_{Lb} = V_{Cin} - V_{L1} - V_{Cout} (1 - D) \quad (3.12)$$

$$V_{L1} = V_{Cin} - V_{Lb} - V_{Cout} (1 - D) \quad (3.13)$$

$$V_{L2} = V_{Lb} - V_{Cin} + V_{Cout} (1 - D) \quad (3.14)$$

$$I_{Cout} = I_{L1} (1 - D) - I_{L2} (1 - D) - I_{LFo} \quad (3.15)$$

$$V_{LFo} = V_{Cout} - V_{out} \quad (3.16)$$

$$I_{CFo} = I_{LFo} - I_{out} \quad (3.17)$$

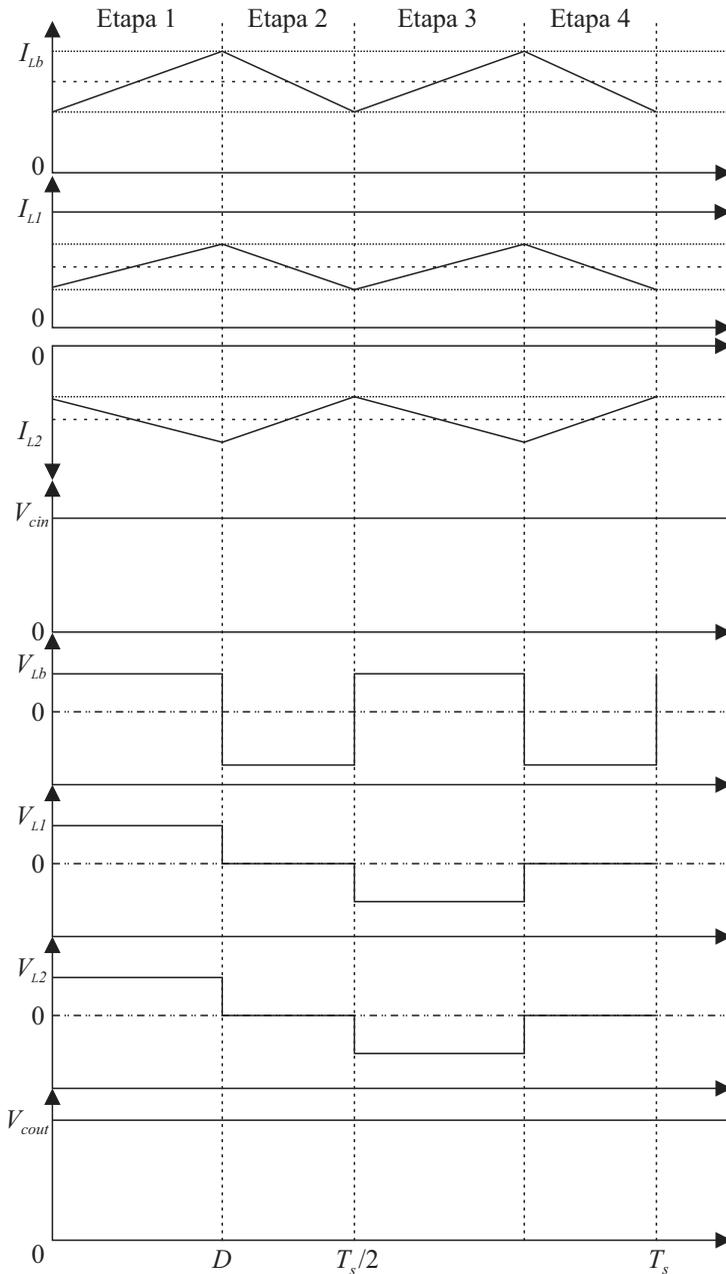


Figura 3.6- Principais formas de onda conversor Boost *Interleaved*.

3.4.2 Ondulação da corrente

Sendo a forma de onda da corrente no indutor L_b apresentada na Figura 3.7, e considerando a segunda etapa de operação do conversor, é possível estabelecer que:

$$L_b \frac{\Delta I_{L_b}}{\Delta t} = V_{out} - V_{pv} \quad (3.18)$$

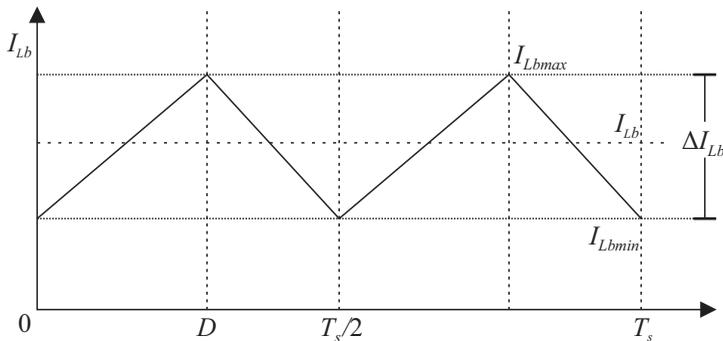


Figura 3.7- Ondulação da corrente no indutor Boost.

Sabendo que a tensão na entrada do conversor Boost *Interleaved* no MCC é dada por (3.19), que a razão cíclica máxima é menor que 0,5 e que o intervalo de duração da segunda etapa corresponde à equação (3.20), onde T_s é o período e f_s é a frequência de comutação, obtém-se a ondulação da corrente do indutor, ilustrada em (3.21)

$$V_{pv} = V_{out} (1 - D) \quad (3.19)$$

$$\Delta t = \frac{T_s}{2} - DT_s = T_s \left(\frac{1 - 2D}{2} \right) \quad (3.20)$$

$$\Delta I_{L_b} = \frac{V_{out}}{2 f_s L_b} D (1 - 2D) \quad (3.21)$$

Para garantir que o conversor opere em modo de condução contínua, é necessário que sua corrente jamais se anule, isto é, que a corrente mínima do indutor $I_{L_{bmin}}$ não se torne zero, como evidenciado na Figura 3.7. Assim:

$$I_{L_{bmin}} = I_{L_b} - \frac{\Delta I_{L_b}}{2} \quad (3.22)$$

Sendo I_{L_b} o valor médio da corrente no indutor Boost, que é igual à valor médio da corrente de entrada, e partindo do pressuposto de que o

conversor opere com rendimento de 100%, pode-se escrever:

$$I_{Lb} = I_{pv} = \frac{P}{V_{out}(1-D)} \quad (3.23)$$

O mínimo valor de indutância para que o conversor opere em condução contínua será obtido quando I_{Lbmin} for nula, assim, substituindo (3.22) e (3.23) em (3.21), encontra-se:

$$L_{bmin} = \frac{V_{out}^2}{4f_s P} D(1-3D+2D^2) \quad (3.24)$$

3.4.3 Ondulação da tensão de saída

Durante a condução de cada interruptor, o capacitor fornece energia à carga, fato que implica redução da tensão em seus terminais. Quando os interruptores não estão ativos, a fonte de alimentação fornece energia à carga para recarregar o capacitor, elevando novamente sua tensão. Essa operação, considerando o sistema em regime permanente, produz uma ondulação de tensão nos terminais do capacitor de valor constante igual a ΔV_c . Para obter uma equação que descreva a ondulação da tensão do capacitor de saída, analisa-se o comportamento da corrente no capacitor C_{out} durante a segunda etapa de operação, onde:

$$I_{Cout} = C_{out} \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = I_{Lb} - I_{out} \quad (3.25)$$

Conforme exposto em (3.23), a corrente do indutor Boost é igual a corrente da entrada, o que por sua vez permite expressá-la em termos da corrente de saída, mediante o ganho estático do conversor. Assim:

$$I_{Lb} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (3.26)$$

Portanto, substituindo as equações (3.20) e (3.26) em (3.25), obtém-se a ondulação da tensão de saída por meio de (3.27). Percebe-se que o capacitor de saída teoricamente pode ser determinado a partir da especificação da ondulação de tensão máxima desejada, se desprezada seu RSE.

$$\Delta V_{out} = \frac{I_{out}}{2f_s C_{out}} D \frac{(1-2D)}{(1-D)} \quad (3.27)$$

3.5 Simulações

Os resultados de simulação apresentados a seguir foram obtidos usando as especificações dos componentes ilustradas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2- Dados usados para a simulação do conversor.

Elemento	Valor
Tensão de entrada	263 V
Capacitor do filtro de entrada	100 nF
Indutor modo comum de entrada	10 μ H
Capacitor de entrada	2,2 μ F
Indutor Boost	14,5 μ H
Indutor de acoplamento	160 μ H
Indutância própria	150 μ H
Indutância mútua	150 μ H
Capacitor de saída	7,8 μ F
Indutor de modo comum de saída	5 μ H
Capacitor do filtro de saída	100 nF
Carga	72,2 Ω
Razão cíclica	0,31
Frequência de comutação	250 kHz

O circuito foi simulado em malha aberta, Figura 3.8, com uma tensão de entrada igual à tensão de máxima potência no *STC*. A carga foi calculada para drenar a potência nominal do arranjo fotovoltaico, sendo submetida a uma tensão de saída de 380 V. A tensão de entrada, ao ser imposta, não apresenta ondulação alguma; mas na tensão de saída, em virtude de frequência da ondulação ser o dobro da frequência de comutação de cada braço, o valor de pico a pico da ondulação estabeleceu-se em 0,3 V, conforme a Figura 3.9, satisfazendo a especificação do projeto, de $\pm 3,8$ V.

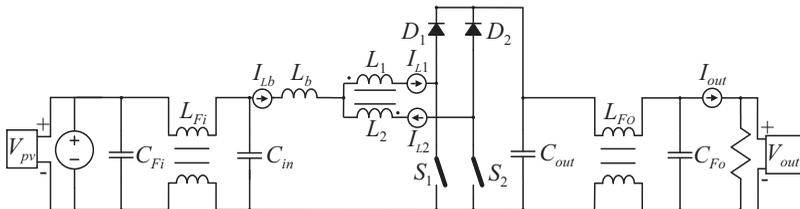


Figura 3.8- Circuito implementado para a simulação.

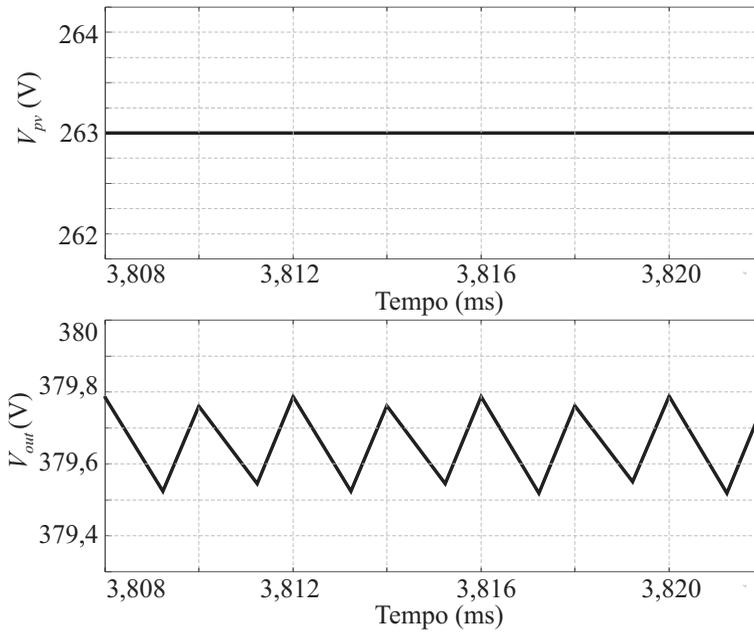


Figura 3.9- Resultado de simulação do conversor Boost *Interleaved*: tensão de entrada e de saída.

Na Figura 3.10 apresentam-se as correntes nos indutores e na saída do conversor. Na primeira curva, ilustra-se o comportamento da corrente no indutor Boost I_{Lb} , cujo valor médio é de 7,6 A com ondulação de 6,2 A de pico a pico, conforme (3.21); a segunda e a terceira curvas ilustram as correntes nos indutores acoplados, que armazenam energia enquanto o interruptor do de seu respectivo braço está ativo e a entregam à saída no período complementar; a última curva apresenta a corrente na carga, com um valor médio de 5,26 A.

A carga foi definida para drenar 2 kW de potência, mas devido à inclusão de resistências parasitas no circuito de simulação, uma perda aproximada de 4 W, como exposto na Figura 3.11, foi verificada. A frequência de ondulação da potência é semelhante a da tensão de saída, sendo causado pela comutação dos braços do conversor.

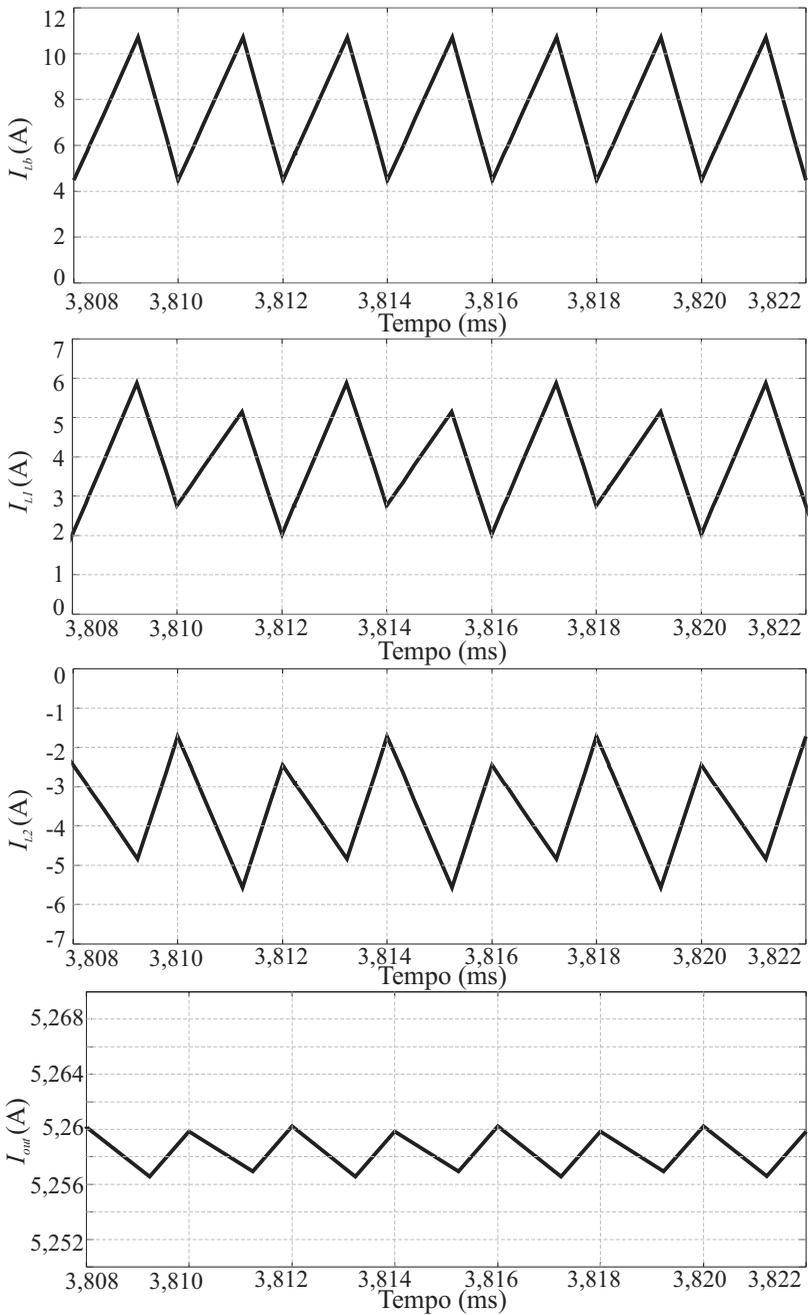


Figura 3.10- Resultado de simulação: corrente nos indutores e na saída conversor.

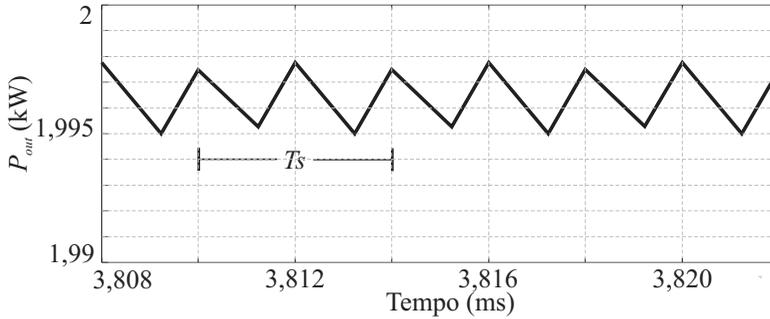


Figura 3.11- Resultado de simulação: potência de saída.

3.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os cálculos que definem o intervalo de tensão de saída do arranjo fotovoltaico em função dos limites máximo e mínimo de temperatura em sua superfície. Assim, foi possível estimar a faixa de ganho estático necessária para manter a tensão de saída regulada em 380 V. Devido ao ganho estático mínimo ser superior à unidade, percebeu-se a necessidade de utilização de um conversor elevador de tensão, sendo escolhido o conversor Boost *Interleaved* com duas fases. Este conversor apresenta melhoras com respeito ao Boost clássico tais como: maior desempenho e menor volume, já que a frequência das tensões e das correntes de entrada e de saída é o dobro frequência de comutação. Também se apresentaram as etapas de operação do referido conversor, as equações que descrevem seus elementos armazenadores de energia e as ondulações de corrente e de tensão. Finalmente, ilustraram-se as principais formas de onda obtidas por simulação.

Cabe enfatizar que o projeto e o dimensionado do conversor usado neste trabalho não é o foco da pesquisa, sendo esta a causa de sua descrição ter sido apresentada de forma superficial. Informações sobre montagem e testes serão resgatadas posteriormente.

TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Ao longo do tempo, os módulos fotovoltaicos foram classificados de acordo com os materiais empregados para fabricá-los e com a quantidade de junções que possuem. Dia após dia, pesquisas para melhorar as características físicas das células fotovoltaicas são foco de cientistas ao redor do planeta. Como exemplo, cita-se o emprego da nanotecnologia para criação de células com múltiplas junções, objetivando elevar a eficiência da fotoconversão. Apesar de promissores, os resultados atualmente obtidos apontam para eficiência máxima, em laboratório, de aproximadamente 44%.

Na presente dissertação, empregar-se-á o módulo fotovoltaico KC200GT, fabricado pela Kyocera a partir de células de silício policristalino com eficiência de 16%, segundo o fabricante. Ressalta-se, todavia, que após a conexão das células em série para formar o módulo, devido às perdas nos contatos elétricos, há redução do rendimento, que se estabelece em 14,1%, conforme demonstrado em [30], por meio de (4.1).

$$\eta = \frac{P}{S \cdot A_{MT}} = \frac{200}{1000 \cdot 1,41} = 0,141 \quad (4.1)$$

O rendimento η de um módulo fotovoltaico, expressa por (4.1), relaciona a potência P [W] fotogerada, a irradiância S [W/m²] incidente e a área A_{MT} [m²] da superfície do referido módulo. Evidentemente, sabendo que P varia de forma não linear em função da irradiância e da temperatura T [°C] na superfície do módulo, sua maximização requer a operação do gerador fotovoltaico no ponto de máxima potência (*MPP*).

Caso o módulo fotovoltaico fosse diretamente conectado a uma carga constante, a máxima transferência de potência somente aconteceria se tal carga fosse calculada para drenar a corrente resultante da operação do módulo no *MPP*. Contudo, tal corrente apresenta comportamento não linear, e depende das condições ambientais, como expressado em (2.11). Consequentemente, a escolha do valor da carga não é suficiente para assegurar a operação do módulo fotovoltaico no *MPP*, para uma ampla faixa de variação das condições ambientais.

Devido à necessidade de extrair a máxima potência possível de módulos fotovoltaicos, independentemente das condições ambientais em que operam, buscou-se na eletrônica de potência uma solução viável que, por meio de conversores estáticos, permita emular uma carga variável, apenas controlando-se a razão cíclica.

Ademais, o conversor por si só é incapaz de impor a operação do módulo fotovoltaico no *MPP* sem que algum algoritmo de rastreamento seja também utilizado. Dentre os algoritmos mais empregados para a finalidade proposta, destacam-se: Perturba e Observa (P&O), Condutância Incremental (ConInc) e por Medição de Temperatura (MPPT-temp) [30], [53], [54].

Na próxima seção, dar-se-á continuação à apresentação das técnicas de MPPT mais empregadas atualmente, enfatizando-se a técnica de MPPT-temp, aplicada nesse trabalho.

4.1 Principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência

Existem inúmeras técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, as quais trabalham com razão cíclica fixa ou variável, dependendo do algoritmo escolhido e das variáveis adquiridas direta ou indiretamente: tensão, corrente e/ou temperatura.

A escolha da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência mais adequada a cada aplicação depende do projeto, das condições ambientais no local da instalação, da robustez almejada, dos recursos computacionais disponíveis, do tempo de resposta e das oscilações máximas permitidas na corrente e na tensão de saída do gerador fotovoltaico. A seguir, descreve-se brevemente o funcionamento das técnicas mais citadas na literatura, apontando-se suas vantagens e desvantagens.

4.1.1 Razão cíclica fixa

A técnica de razão cíclica fixa é simples, pois não requer realimentação. Grosso modo, a impedância de carga é ajustada num valor inicial que garanta a máxima transferência de potência sob determinadas condições ambientais, tipicamente o *STC*. As vantagens desta técnica são o custo reduzido, fácil implementação e o não uso de sensores. Suas desvantagens estão na baixa precisão, pois o fato de somente operar de forma adequada em locais com poucas oscilações dos índices de radiação solar e da temperatura.

4.1.2 MPPT baseado na corrente de curto circuito e/ou tensão de circuito aberto

Nestas técnicas, assume-se que o módulo fotovoltaico operará no *MPP* se sua corrente de saída estiver entre 70 e 92% da corrente de curto circuito (I_{sc}) ou se sua tensão de saída estiver entre 70 e 90% da tensão de circuito aberto (V_{oc}). Assim, medindo-se I_{sc} ou V_{oc} periodicamente, e multiplicando os resultados encontrados por constantes (k_{mi} ou k_{mv}) é possível determinar as referências de corrente ou de tensão, respectivamente, que levarão o módulo a operar no *MPP*, via ajuste de razão cíclica. As vantagens desses métodos são a facilidade na programação, a necessidade de baixa capacidade de processamento e o emprego de apenas um sensor. Como desvantagem, cita-se sua baixa eficiência de rastreamento em virtude de utilizar valores fixos de k_{mi} e k_{mv} como exposto em [53], [55]-[57].

4.1.3 Perturba e Observa

O método perturba e observa (P&O) é um dos algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência mais empregado atualmente [58] e baseia-se no cálculo da potência gerada pelo módulo fotovoltaico, por meio da aquisição de sua tensão e corrente de saída. Mediante duas aquisições sucessivas, o algoritmo determina a variação da potência ΔP gerada e, posteriormente, toma a decisão de aumentar ou diminuir a razão cíclica, conforme seja necessário [58].

Tal algoritmo está fundamentado na perturbação da razão cíclica e posterior observação do comportamento da potência gerada pelo módulo fotovoltaico. Sua implementação é apresentada na Figura 4.1.

Existem dois métodos do *MPPT* P&O: no primeiro, tradicional, a perturbação da razão cíclica para cada iteração possui valor fixo, o que faz o sistema oscilar de forma constante nas proximidades do *MPP*; no segundo, as perturbações da razão cíclica apresentam redução de amplitude na medida em que o ponto de operação se aproxima do *MPP*, implicando diminuição da oscilação a cada iteração.

As vantagens deste método são: menor erro de rastreamento se comparado como os métodos previamente listados e a não dependência das características do catálogo do módulo; suas desvantagens associadas ao custo devido à utilização de sensores de corrente e de tensão e ao fato de apresentar implementação complexa, oscilação no entorno do *MPP* e resposta transitória lenta.

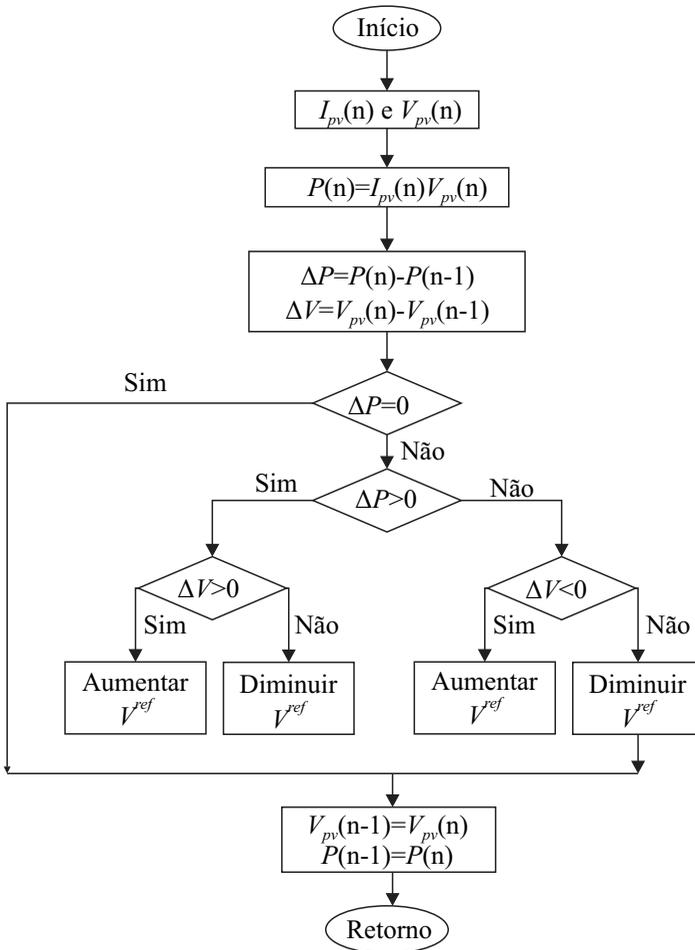


Figura 4.1- Fluxograma para implementação do método Perturba e Observa.

4.1.4 Condutância Incremental

O método da condutância incremental (*Incremental conductance* - IC) compara a condutância do módulo (I_{pv}/V_{pv}) com sua taxa de variação (dI_{pv}/dV_{pv}). O ponto de máxima potência é rastreado até que a condição $dP_{pv}/dV_{pv}=0$ seja satisfeita. Conforme a Figura 4.2, se $dP_{pv}/dV_{pv}>0$, o módulo opera no lado esquerdo da curva P_{pv} - V_{pv} , assim, é necessário elevar

a tensão imposta em seus terminais para que o ponto de operação convirja para o *MPP*. Todavia, quando $dP_{pv}/dV_{pv} < 0$, a operação do módulo se estabelece no lado direito da curva $P_{pv}-V_{pv}$ e, portanto, deve-se reduzir a tensão a ele aplicada para que o *MPP* seja alcançado [53]-[55].

Matematicamente, o ponto de máxima potência é obtido quando o sistema de equações (4.2) é satisfeito.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} &= -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \\ \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{MPP} \quad (4.2)$$

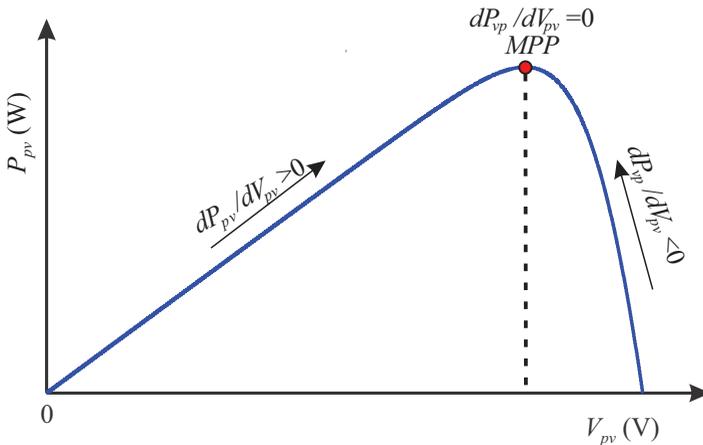


Figura 4.2- Curva P-V com indicação do comportamento da taxa de variação dP_{pv}/dV_{pv} .

Na Figura 4.3 apresenta-se o fluxograma do algoritmo para o rastreamento do ponto de máxima potência por meio do método da condutância incremental.

Esse método apresenta vantagens como rápida adaptação à variação das condições ambientais, baixa oscilação em regime permanente e não depende das características do módulo fotovoltaico. Suas desvantagens estão na complexa implementação e na necessidade de utilização de dois sensores: um de corrente e um de tensão.

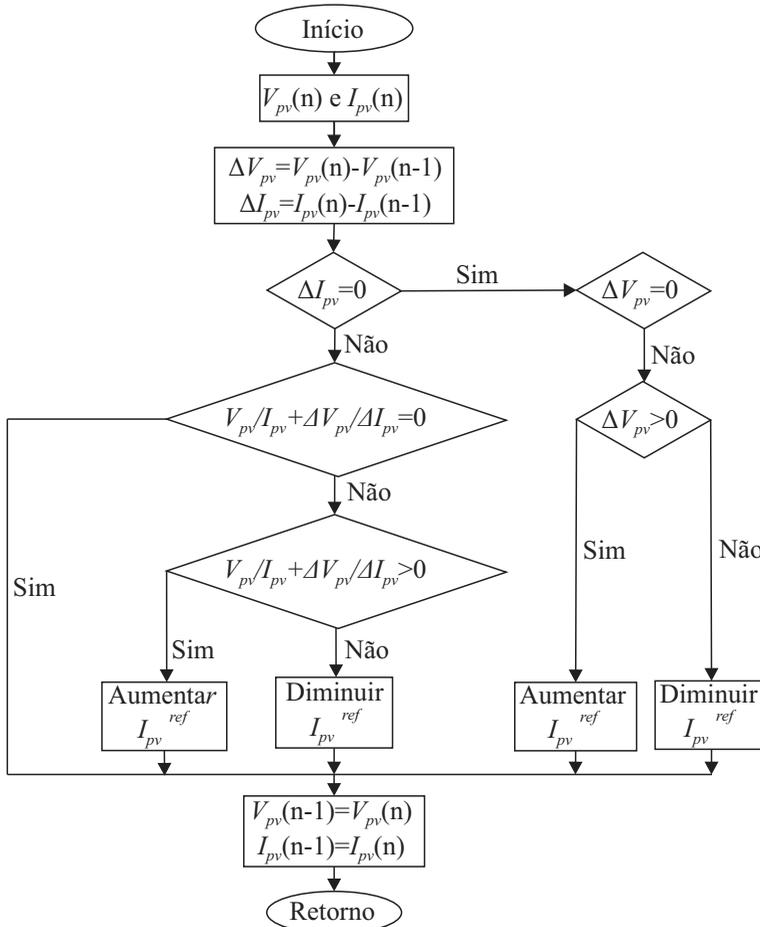


Figura 4.3- Fluxograma para implementação do método da Condutância Incremental.

4.1.5 Método Beta

Beta é um método matemático baseado em (4.3), em que I_o modela a corrente de saturação reversa do diodo presente no modelo do módulo fotovoltaico. I_{pv} e V_{pv} são, respectivamente, sua corrente e tensão de saída e C uma constante calculada por (4.4), que é dependente da carga q do elétron, da constante A de idealidade do diodo, da constante k de Boltzmann, da temperatura T (em Kelvin) e do número N_s de células em série que compõem o módulo fotovoltaico.

$$\beta^{ref} = \ln(I_o C) = \ln\left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}}\right) - CV_{pv} \quad (4.3)$$

$$C = \frac{q}{A \cdot k \cdot T \cdot N_s} \quad (4.4)$$

Como exposto em [59], sob temperatura constante, β mantém-se praticamente no mesmo valor, sendo afetado pelas oscilações de radiação de forma não significativa, porém é sensível às mudanças de temperatura do módulo. Em virtude de a tensão do ponto de máxima potência praticamente não variar com a radiação solar, β pode ser utilizado como base referência para estabelecer a operação do módulo no *MPP*. Tal método pode ser implementado de acordo com o esquema da Figura 4.4.

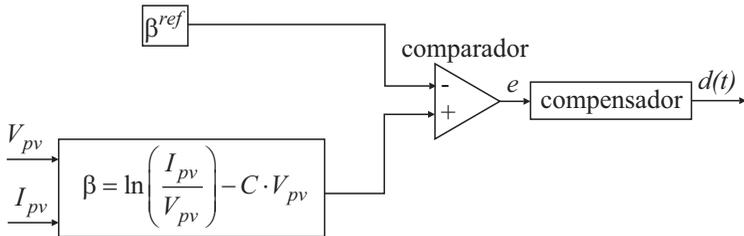


Figura 4.4 - Possível implementação do método Beta.

O método Beta apresenta vantagens como baixa complexidade de implementação e rápida resposta, contudo, suas desvantagens são a necessidade de conhecimento, *a priori*, da variação climática do local onde o sistema será instalado e a utilização de sensores de tensão e de corrente, elevando o custo de implementação.

4.2 Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura

Os métodos de rastreamento de máxima potência até o momento estudados apresentam certos inconvenientes, conforme destacado, que os tornam, em muitas aplicações, inadequados à finalidade ao qual se destinam. Em [54] foi realizada uma análise comparativa entre os métodos elencados, considerando-se como critério de comparação a porcentagem da energia extraída do módulo fotovoltaico. Como conclusão, os autores verificaram que o método com maior eficiência de rastreamento, entre os avaliados, é o Beta. Todavia, destacam que para funcionar adequadamente,

é necessário que a temperatura ambiente no local da instalação não oscile significativamente ao longo do dia, tampouco, ao longo do ano, pois nessa situação, a hipótese de Beta ser constante deixa de ser válida.

Devido aos problemas relatados, o método Beta não se mostra propício à implementação em locais que apresentam quatro estações de ano bem definidas, como Florianópolis, por a grande variabilidade térmica. Dessa forma, optou-se por utilizar, neste trabalho, um método de rastreamento baseado a estimação de temperatura na superfície do módulo.

Cabe ressaltar que, apesar das constantes pesquisas e desenvolvimentos realizados para aperfeiçoar os algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência, a complexidade de implementação, os custos elevados devido à alta capacidade de processamento requerida e, principalmente, a necessidade de utilização de sensores, ainda são problemas existentes. Em consequência disto, visando simplificar e reduzir a complexidade e o custo de implementação dos algoritmos, [60] propôs uma forma alternativa de rastreamento, em que a tensão do módulo fotovoltaico é mensurada indiretamente, por meio de sua temperatura de superfície. Tal proposição baseia-se na premissa de que a tensão de saída da célula fotovoltaica depende da temperatura; sendo assim, se desprezadas as resistências parasitas, a tensão de circuito aberto (para módulos de silício multicristalino) apresentaria uma variação de -2,3 mV por grau Celsius. Tal resultado surge mediante manipulação matemática da corrente de circuito aberto da célula, que deu origem a (4.5).

$$V_{oc} = \frac{AkT}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_o} + 1 \right) \quad (4.5)$$

Consequentemente, em [60] desenvolveu-se o equacionamento para obter a tensão de máxima potência V_{mp} em termos da corrente da célula I_{pv} , da resistência série R_s e da tensão de circuito aberto V_{oc} (dinâmica da resistência paralela foi desprezado, obtendo assim (4.6) e, posteriormente, sob algumas simplificações, (4.7):

$$e^{\frac{AkT}{q} V_{oc}} = e^{\frac{AkT}{q} R_s I_{pv}} e^{\frac{AkT}{q} V_{mp}} \left(1 + \frac{AkT}{q} I_{pv} V_{mp} \right) \quad (4.6)$$

$$V_{mp} \cong (u + S \cdot v) - T (w + S \cdot y) \quad (4.7)$$

As variáveis u , v , w e y são parâmetros para cálculo do valor da tensão teórica de máxima potência e, como pode ser verificado na Tabela 4.1 dependem do nível de irradiância solar S . Os valores apresentados descrevem o comportamento de um módulo fabricado a partir de silício policristalino.

Na proposta de [60], o método pode ser implementado mediante uso um compensador PI, tendo como entrada a tensão de referência V_{mp} , oriunda de (4.7) e comparada com a tensão mensurada nos terminais do módulo, para posteriormente possibilitar o ajuste da razão cíclica do conversor.

Ainda como exposto por [60], este método apresenta sérios inconvenientes em sua implementação, como a necessidade de conhecimento prévio das características do módulo para se obter uma tabela com os parâmetros nas diferentes faixas de irradiância solar, o uso de sensores de tensão, de temperatura e de irradiância solar, assim como um processador de dados capaz de armazenar e processar as informações adquiridas.

Tabela 4.1- Parâmetros para cálculo da tensão de máxima potência [60].

Nível de irradiância solar (kW/m ²)	u	v	w	y
0,1-0,2	0,43404	0,1621	0,00235	-6e-4
0,2-0,3	0,45404	0,0621	0,00237	-7e-4
0,3-0,4	0,46604	0,0221	0,00228	-4e-4
0,4-0,5	0,46964	0,0131	0,00224	-3e-4
0,5-0,6	0,47969	-0,0070	0,00224	-3e-4
0,6-0,7	0,48563	-0,0169	0,00218	-2e-4
0,7-0,8	0,49270	-0,0270	0,00239	-5e-4
0,8-0,9	0,49190	-0,0260	0,00223	-3e-4
0,9-1	0,49073	-0,0247	0,00205	-1e-4

A maior contribuição deste artigo foi apresentar a relação existente entre a temperatura e a tensão de saída das células fotovoltaicas.

4.2.1 Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 1

Dando continuidade às técnicas baseadas na mediação da temperatura, em 2010 [61], propôs um novo método baseado em (4.8), a qual mostra que a tensão de máxima potência depende exclusivamente da

temperatura de superfície do módulo fotovoltaico, sendo os termos V_{mp} , T^{ref} e α_{mp} informações fornecidas pelo fabricante do módulo.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}(T^{ref}) + \alpha_{mp}(T - T^{ref}) \quad (4.8)$$

A Figura 4.5 ilustra a implementação do método *MPPT-temp* proposto por [61], de onde se observa sua simplicidade do sistema, uma vez que o sensor de corrente ter sido substituído por um sensor de temperatura, que pode ser de baixo custo, como o LM35.

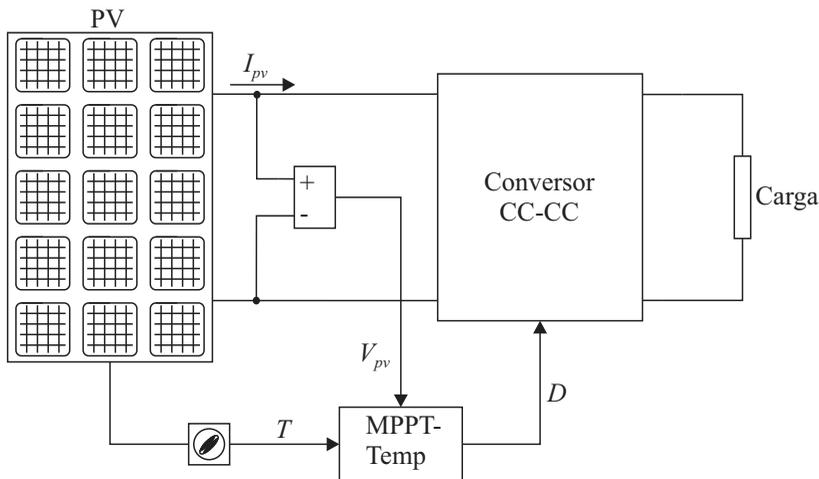


Figura 4.5- Implementação do sistema *MPPT-temp* (proposta 1).

O algoritmo deste método é apresentado na Figura 4.6: primeiramente são adquiridas a tensão e a temperatura do módulo e, posteriormente, é calculada a tensão de máxima potência e a taxa de variação da razão cíclica ΔD , sendo $K_{\Delta D}$ uma constante utilizada para definir o tamanho do passo de ΔD e controlar a velocidade do rastreamento. Finalmente, é usado um limitador para a razão cíclica, com o intuito de proteger e manter o sistema operando em uma faixa de operação determinada.

O método *MPPT-temp*, assim como implementado, unifica a simplicidade do algoritmo da tensão constante e a velocidade e precisão do método da condutância incremental (IC). Este método é de simples implementação e de menor custo, se comparado com os anteriores, contudo, uma nova versão melhorada já está catalogada na literatura.

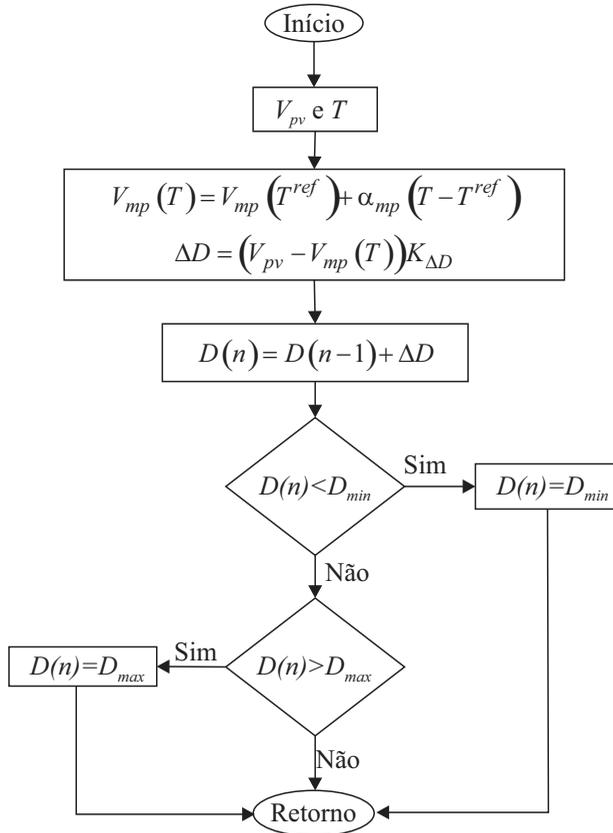


Figura 4.6- Fluxograma do método *MPPT-temp* (proposta 1).

4.2.2 Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 2

O método *MPPT-temp* modificado permite que a razão cíclica seja determinada diretamente a partir da equação teórica de ganho estático do conversor, conforme (4.9). Para que seja implementado, o sensor de tensão deve ser movimentado da entrada para a saída do conversor, como é ilustrado na Figura 4.7 e, com isto, obtém-se um sistema de realimentação dependente da tensão de saída, e não mais da tensão do módulo fotovoltaico, como no caso anterior.

$$G = \frac{V_{out}}{V_{pv}} \tag{4.9}$$

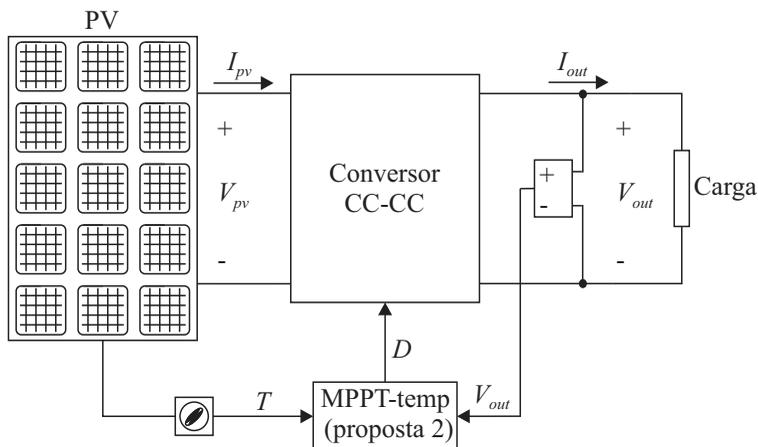


Figura 4.7- Implementação do sistema com *MPPT-temp* (proposta 2).

Sabendo que a tensão V_{out} , agora, é mesurada, pode-se, a partir da leitura da temperatura T na superfície do módulo, estimar a tensão V_{pv} no ponto de máxima potência, por meio de (4.8) e, assim, determinar o ganho G e a razão cíclica D de operação do conversor, para que o módulo fotovoltaico venha a operar no *MPP*. A Tabela 4.2 ilustra a equação da razão cíclica para rastreamento da máxima potência dos conversores CC-CC básicos não isolados.

Tabela 4.2- Ganho estático e razão cíclica para a implementação do método *MPPT-temp* dos conversores CC-CC clássicos.

Conversor CC-CC	Ganho estático G	Razão cíclica no <i>MPP</i>
Buck	D	$D = \frac{V_{out}}{V_{mp}(T)}$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$D = 1 - \frac{V_{mp}(T)}{V_{out}}$
Buck-Boost, Sepic, Cúk e Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$D = \frac{V_{out}}{V_{mp}(T) - V_{out}}$

Na Figura 4.8 é apresentado o algoritmo para a implementação dessa versão do método *MPPT-temp*, considerando-se o conversor Boost empregado neste trabalho.

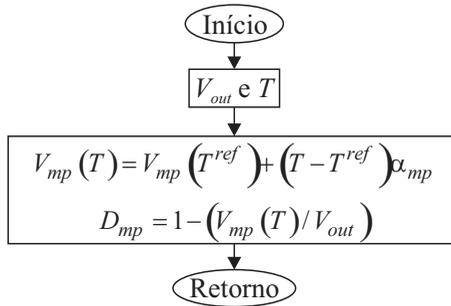


Figura 4.8- Fluxograma do método *MPPT-temp* (proposta 2).

A fim de validar o método, um sistema formado por um arranjo fotovoltaico composto de dez módulos conectados em série foi simulado para duas condições ambientais: inicialmente, a operação se estabeleceu com temperatura de 25°C e irradiância solar de 1000 W/m². Posteriormente, em 8 ms, foi aplicado um degrau de irradiância solar de -200 W/m² e outro de temperatura, de 10 °C. A Figura 4.9 ilustra o comportamento da tensão nos terminais do arranjo (linha vermelha) e da tensão de máxima potência teórica (linha preta tracejada) obtida por (4.8). Nota-se que a tensão do arranjo segue a tensão V_{mp} , independentemente das condições ambientais, o que valida a precisão do método e a velocidade de resposta.

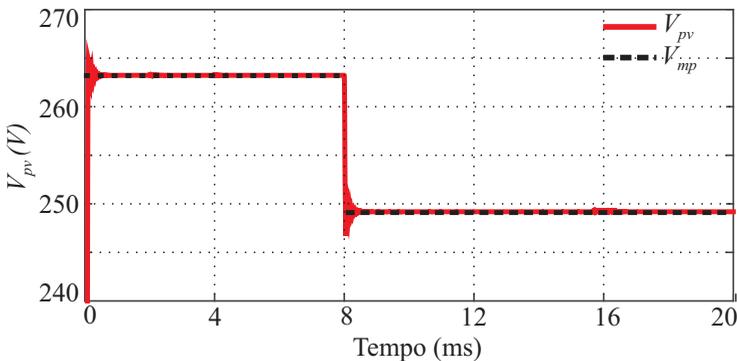


Figura 4.9- Comparação entre o comportamento da tensão V_{pv} do arranjo fotovoltaico, resultante do rastreamento com o *MPPT-temp* (proposta 2) e tensão de máxima potência teórica.

Similarmente, a Figura 4.10 mostra a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico para o mesmo cenário anterior, sendo que a linha azul corresponde à potência gerada e a preta tracejada à potência máxima teórica, obtida pela multiplicação entre a tensão (4.8), e a corrente (4.10), de máxima potência.

$$I_{mp}(T) = I_{mp}(T^{ref}) \left(\frac{S}{S^{ref}} \right) + (T - T^{ref}) \beta_{sc} \quad (4.10)$$

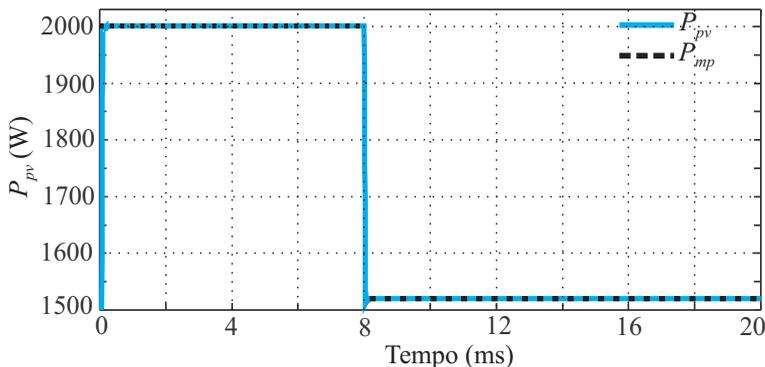


Figura 4.10- Verificação do comportamento da potência P_{pv} de saída do arranjo fotovoltaico, por meio da implementação do método $MPPT$ -temp (proposta 2).

Os dados numéricos das simulações do método $MPPT$ -temp são ilustrados na Tabela 4.3, onde é apresentada a tensão, a corrente e a potência para os dois casos simulados, assim como o erro percentual entre resultados de simulação e teóricos. Tais resultados permitem validar a exatidão do método implementado.

Tabela 4.3- Comparação entre resultados teóricos e provenientes de simulação com o método $MPPT$ -temp (proposta 2).

	S (W/m^2)	T ($^{\circ}C$)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	P_{mp} (W)
Teórico	1000	25	263	7,61	2001,40
Simulação			263	7,60	1998,80
% Erro entre teórico e simulação			0	0,13	0,13
Teórico	800	35	249	6,12	1523,90
Simulação			249,10	6,11	1522
% Erro entre teórico e simulação			0,04	0,16	0,12

4.2.3 Rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura: Proposta 3

No método $MPPT$ -temp V_{oc} , a temperatura de operação do módulo é inferida por meio do valor da tensão de circuito aberto. Com base em (4.11), verifica-se que a tensão de circuito aberto V_{oc} depende exclusivamente dos dados do catálogo do módulo e de sua temperatura de operação.

$$V_{oc}(T) = V_{oc}(T^{ref}) + (T - T^{ref})\alpha_{oc} \quad (4.11)$$

A implementação deste método é mais simples do que a dos anteriormente apresentados. Isto se deve ao fato de o sistema necessitar somente de dois sensores de tensão, e não mais de sensores de temperatura. Um dos sensores de tensão localiza-se nos terminais do arranjo fotovoltaico, enquanto o outro, na carga, conforme é ilustrado na Figura 4.11. Destaca-se que a implementação prática dos sensores pode ser feita por meio de um divisor resistivo.

Para inferir a temperatura do arranjo é necessário que o sistema permaneça em circuito aberto por um tempo mínimo. No caso em estudo, a tensão do módulo alcança o valor de circuito aberto quando a razão cíclica de acionamento do interruptor do conversor Boost é mantida nula por, pelo menos, 10 ms (tempo necessário para que o capacitor alocado em paralelo com o módulo se carregue completamente). Como a variação da temperatura no decorrer do dia não apresenta variações abruptas (inércia térmica), pode-se realizar interrupções em intervalos de 2 minutos ou superiores, para recalcular a variação de temperatura ΔT no arranjo fotovoltaico, isto é:

$$\Delta T = (T - T^{ref}) = \frac{V_{oc}(T) - V_{oc}(T^{ref})}{\alpha_{oc}} \quad (4.12)$$

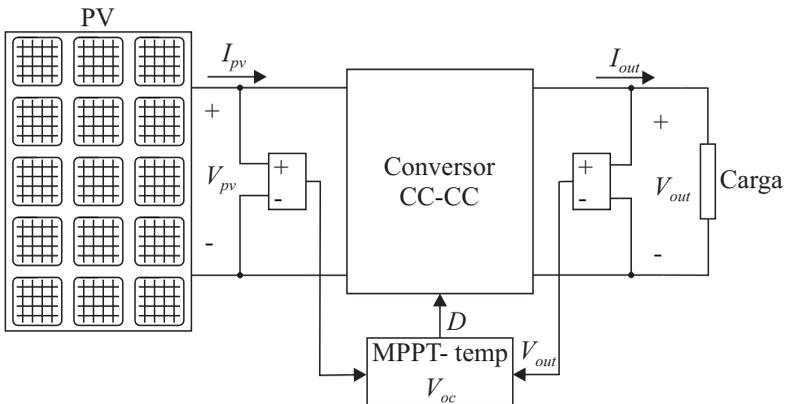


Figura 4.11- Implementação do sistema com *MPPT-temp* V_{oc} (proposta 3).

O algoritmo do *MPPT-temp* baseado em V_{oc} é iniciado fazendo com que a razão cíclica D seja nula, para que se possa estimar a diferença de

temperatura ΔT , mediante a aquisição da tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico. Ao término da interrupção, a razão cíclica D_{mp} que leva o módulo a operar no *MPP* é então calculada. A Figura 4.12 apresenta o fluxograma para a implementação do método exposto anteriormente.

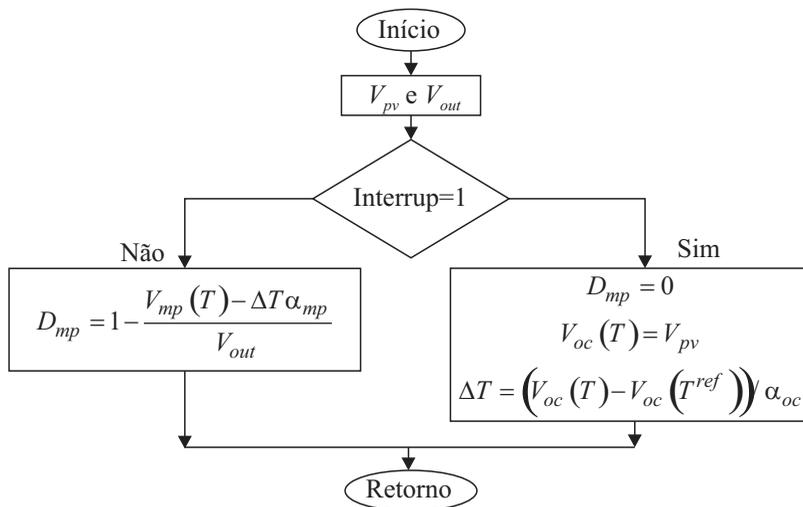


Figura 4.12- Fluxograma do método *MPPT-temp V_{oc}* (proposta 3).

Novamente, a fim de validar o método, um sistema formado por um arranjo composto por dez módulos conectados em série foi simulado para duas condições ambientais. Inicialmente, a operação se estabeleceu com temperatura de 25°C e irradiância solar de 1000 W/m² e, posteriormente, aos 8 ms, foi aplicado um degrau de irradiância solar de -200 W/m² e um de temperatura, de 10 °C. A Figura 4.13 ilustra o comportamento da tensão nos terminais do arranjo (linha vermelha) e da tensão de máxima potência teórica (linha preta tracejada) obtida por(4.8). Nota-se que no instante da perturbação, o algoritmo não detecta a mudança, mas o faz na próxima atualização de ΔT . Por esta razão, a tensão do arranjo não segue a de máxima potência até que a razão cíclica seja recalculada a partir do valor de temperatura atualizado, assim, a tensão de operação do arranjo fotovoltaico volta a coincidir com V_{mp} .

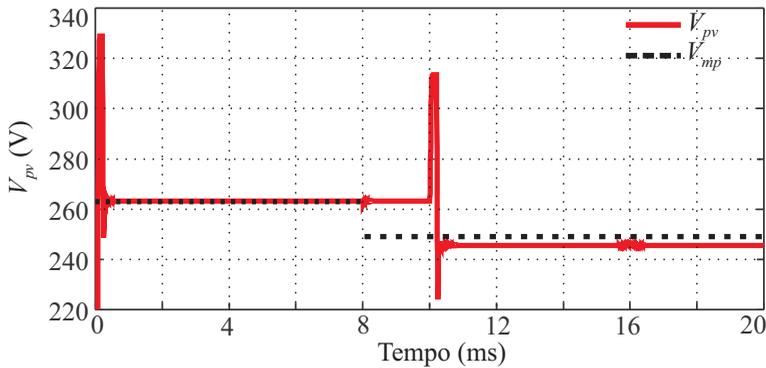


Figura 4.13- Comparação entre o comportamento da tensão V_{pv} do arranjo fotovoltaico, implementando o MPPT-temp V_{oc} e a tensão de máxima potência teórica.

Similarmente, a Figura 4.14 apresenta a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico para o mesmo cenário anterior, sendo a linha azul a potência gerada e a preta tracejada à potência máxima teórica. Da mesma forma que na tensão, a potência acompanha o seu máximo valor teórico até a mudança das condições ambientais ocorrerem, porém, diferentemente da tensão, no intervalo entre 8 e 10 ms a potência não é afetada significativamente, isso deve-se ao fato da corrente no arranjo para esse período diminuir, como consequência da redução na geração de energia. No momento em que a razão cíclica é recalculada, a potência no arranjo fotovoltaico é zero, devido ao fato de não circular corrente pelos terminais do arranjo e logo desse curto período, a potência volta a se equiparar com a máxima teórica.

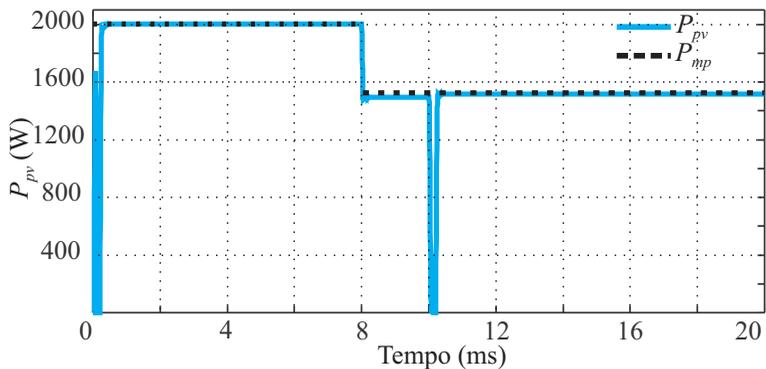


Figura 4.14- Comparação entre o comportamento da potência P_{pv} obtido pelo rastreamento a partir do método MPPT-temp V_{oc} (proposta 3) e a potência máxima teórica.

Com a finalidade de validar o método *MPPT-temp* V_{oc} na Tabela 4.4 são confrontados os resultados da simulação com valores teóricos para as duas condições ambientais anteriores, evidenciando que, apesar de neste método o valor da temperatura ser inferida, o elevado rendimento de rastreamento é mantido.

Tabela 4.4- Comparação entre resultados teóricos e provenientes de simulação para o *MPPT-temp* V_{oc} (proposta 3).

	S (W/m ²)	T (°C)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	P_{mp} (W)
Teórico	1000	25	263	7,61	2001,43
Simulação			263,22	7,60	2001,47
% Erro entre teórico e simulação			0,08	0,13	0,001
Teórico	800	35	249	6,12	1523,88
Simulação			245,61	6,18	1517,87
% Erro entre teórico e simulação			1,36	0,98	0,39

As vantagens deste método são seu baixo custo e sua simples implementação, devido ao fato de empregar somente dois sensores de tensão que podem ser implementados via divisor resistivo.

4.3 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência mais utilizadas, com suas vantagens e desvantagens. Posteriormente, focou-se no método de rastreamento de máxima potência baseado na medição/estimação da temperatura, expondo os estudos já desenvolvidos e suas melhorias. O método escolhido para ser utilizado nesta dissertação foi o *MPPT-temp* V_{oc} (proposta 3) dada sua simples implementação, baixo custo e exatidão.

ESTRATÉGIA DE CONTROLE E ANÁLISE DE ESTABILIDADE

A estratégia apresentada a seguir é orientada ao controle da potência entregue pelo arranjo fotovoltaico ao barramento CC para que sua tensão se mantenha confinada em limites considerados seguros. Em outras palavras, caso a tensão do barramento CC não seja ativamente regulada por um estágio de processamento de energia específico, a alteração na potência gerada ou consumida podem fazer com que se eleve excessivamente, comprometendo a segurança da instalação.

De maneira a resolver esse problema, propõe-se uma estratégia de controle que retira o arranjo fotovoltaico do *MPP*, caso a tensão do barramento extrapole limites pré-determinados. Além disso, apresenta-se uma análise de estabilidade para verificar como os diferentes estágios de processamento de energia interagem entre si e se existe a possibilidade de tais interações virem a degradar a estabilidade do sistema.

5.1 Controle orientado à regulação do barramento CC

Um dos maiores problemas na distribuição CC é a potencial degradação da estabilidade, devido à interação entre conversores conectados a um barramento comum e a cargas de potência constantes (*CLP*) [62].

O sistema fotovoltaico em discussão nesta dissertação é parte integrante de uma microrrede híbrida, cujo barramento CC é compartilhado por diferentes estágios de processamento de energia e apresenta tensão nominal de 380 V. O sistema fotovoltaico, por si só, foi concebido para fornecer uma potência máxima de 20 kW, por meio de dez subsistemas independentes, com potência máxima de 2 kW cada um.

Em virtude de a geração fotovoltaica ser intermitente, assim como a carga suprida, existe a possibilidade de a potência gerada (no *MPP*) tornar-se maior que a consumida, fato que implicaria na elevação da tensão do barramento CC comum. Analogamente, caso a potência consumida se torne maior que gerada, haverá redução da referida tensão [63] e [62].

Com o intuito de proteger o barramento CC, é necessário controlar o fluxo de potência que lhe é entregue a partir do arranjo fotovoltaico. Para

tanto, pode-se agir na razão cíclica do conversor, para retirar o arranjo fotovoltaico do *MPP* e fazê-lo operar em um ponto de reduzida potência, cujos limites estabelecem-se no curto circuito (tensão nula) ou no circuito aberto (corrente nula).

Neste trabalho decidiu-se controlar o fluxo de potência fazendo o arranjo fotovoltaico operar entre os pontos de máxima potência e de circuito aberto. Na Figura 5.1 apresenta-se a curva da potência *versus* tensão do arranjo, evidenciando-se a região de operação em se estabelece a regulação da tensão do barramento CC. Nessa região, o conversor Boost sempre operará com razão cíclica inferior àquela que garante a extração da máxima potência.

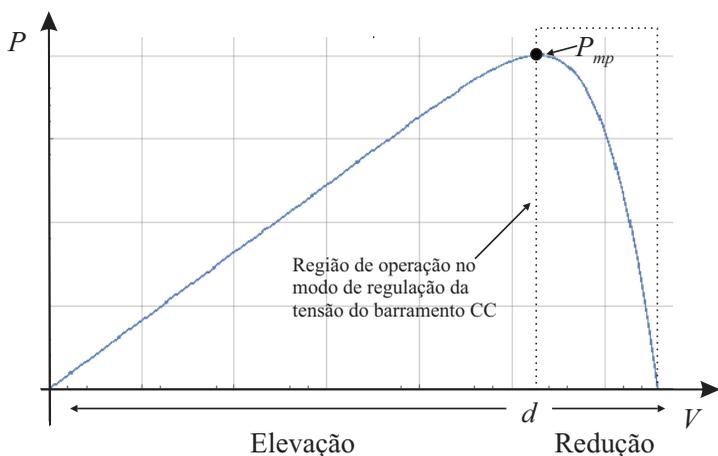


Figura 5.1- Curva *P-V* com destaque à região de operação no modo de regulação da tensão do barramento CC.

Caso a tensão do barramento CC estabeleça-se entre os patamares de 360 V e 390 V, sendo a tensão nominal de 380 V, conversores Boost de cada um dos subsistemas fotovoltaicos serão comandados para operar como rastreadores do ponto de máxima potência. Caso a tensão do barramento CC afaste-se destes valores, os conversores entrarão no modo de regulação de tensão, prevenindo a ocorrência de sobretensão ou subtensão.

A Figura 5.2 mostra o efeito do controle do barramento CC na potência de cada subsistema, percebendo-se que em cada subsistema quando executado a técnica de controle contra subtensão a potência é levada a zero quase instantaneamente, enquanto no controle contra sobretensão esta diminui gradativamente conforme a tensão do barramento aumenta.

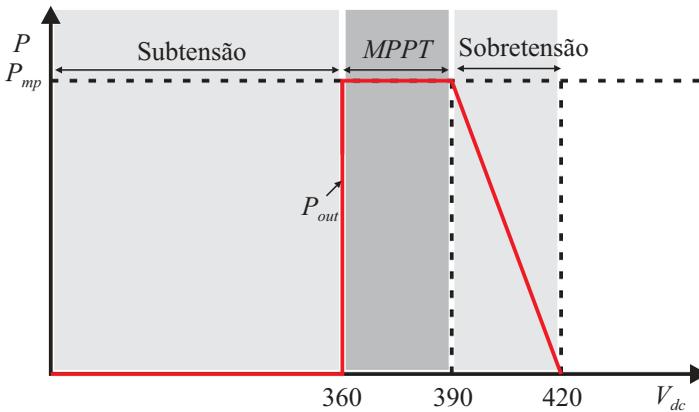


Figura 5.2- Curva $P-V_{dc}$ com controle do barramento.

5.1.1 Prevenção contra sobretensão

O controle de sobretensão é utilizado quando a tensão do barramento CC se tornar maior que 390 V. Nessa condição, a razão cíclica D_{cc} de operação dos conversores decrescerá gradativamente a partir de seu valor no *MPP*, isto é, D_{mp} , conforme (5.1), sendo que a tensão máxima V_{out_max} especificada no projeto foi estabelecida em $V_{out_max}=420$ V. Os cálculos são feitos para que a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico se anule no exato momento em que a tensão do barramento CC alcançar o patamar de 420 V.

Nota-se que em (5.1) a razão cíclica D_{cc} diminui proporcionalmente à variação da tensão da saída, sendo V_{dc} a tensão instantânea do barramento CC e V_{out_min} a tensão mínima para iniciar o controle de sobretensão.

$$D_{cc} = \frac{V_{out_max} - V_{dc}}{V_{out_max} - V_{out_min}} D_{mp} \tag{5.1}$$

$$D_{cc} = \frac{420 - V_{dc}}{30} D_{mp}$$

Na Figura 5.3 são apresentados os resultados de simulação obtidos para a estratégia de prevenção de sobretensão. Nas simulações, uma tensão em rampa, de zero até 40 V, foi acrescida ao valor nominal da tensão do barramento CC, elevando-a de 380 V para 420 V em 4 ms. Quando a tensão do barramento, Figura 5.3 (a), atinge o valor de 390 V, aos 6 ms, o sistema entra no modo de prevenção de sobretensão. A partir deste ponto, a

corrente, Figura 5.3 (c), e a potência, Figura 5.3 (d), geradas pelo arranjo, decrescem gradualmente até anularem-se, enquanto a tensão aumenta até o valor da tensão de circuito aberto, conforme é ilustrado na Figura 5.3 (b).

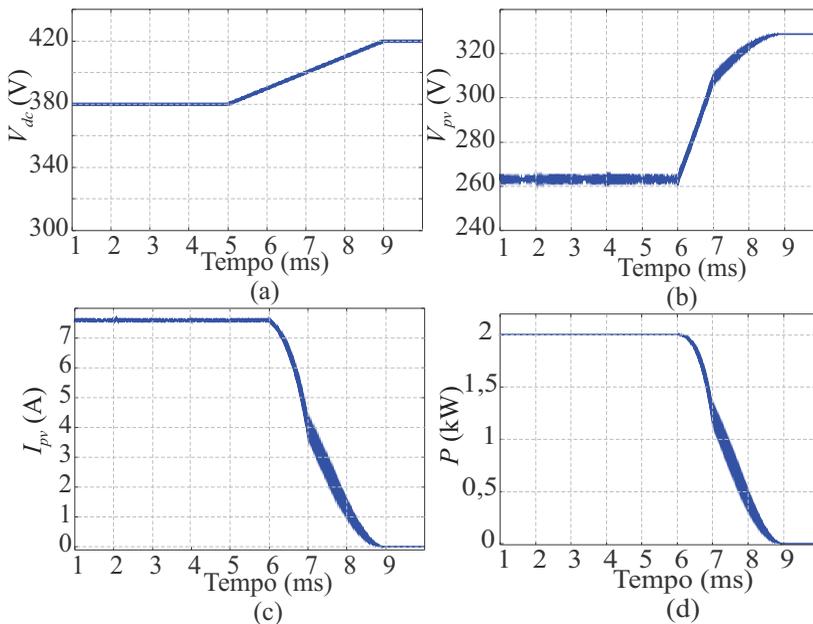


Figura 5.3- Estratégia para prevenção sobretensão no barramento CC. (a) Tensão do barramento CC, (b) Tensão do arranjo fotovoltaico, (c) Corrente do arranjo fotovoltaico e (d) Potência do arranjo fotovoltaico.

5.1.2 Controle de subtensão

O controle contra subtensão tem o intuito de proteger o sistema, pois tensões baixas levariam ao mau funcionamento dos conversores e/ou cargas conectadas ao barramento. Para evitar esses problemas potenciais, o controle de prevenção contra subtensão é executado sempre que a tensão do barramento CC for inferior de 360 V, levando o arranjo fotovoltaico quase que instantaneamente a circuito aberto, mediante imposição de razão cíclica nula aos conversores, como expressado em (5.2).

$$D_{cc} = 0 \quad (5.2)$$

Para validar a presente estratégia de controle, simulou-se o sistema aplicando-se uma redução gradual da tensão do barramento CC, que é

mantida fixa em 380 V até os 5 ms e atinge 360 V aos 7 ms, como ilustrado na Figura 5.4 (a). Quando a tensão do barramento alcança o patamar de 360 V, a razão cíclica anula-se, o que leva a tensão dos terminais do arranjo fotovoltaico ao valor da tensão de circuito aberto, Figura 5.4 (b), enquanto a corrente, Figura 5.4 (c), e potência, Figura 5.4 (d), se anulam. Cabe ressaltar que a presente estratégia somente faz sentido se, simultaneamente as cargas conectadas ao barramento CC também forem desligadas, evitando problemas ocasionados por alimentação indevida.

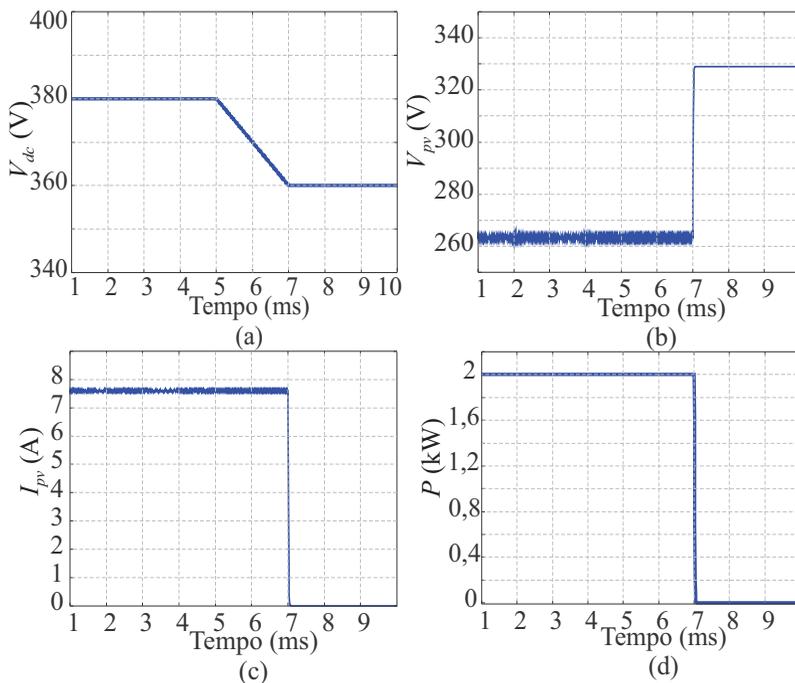


Figura 5.4- Estratégia para prevenção de subtensão do barramento CC. (a) Tensão do barramento CC, (b) Tensão do arranjo fotovoltaico, (c) Corrente do arranjo fotovoltaico e (d) Potência do arranjo fotovoltaico.

Para uma maior compreensão da estratégia adotada para controle da tensão do barramento CC, na Figura 5.5 é apresentado seu fluxograma completo. Basicamente, o conversor opera como rastreador de máxima potência caso a tensão do barramento permaneça entre os limites especificados, e emprega os controles de prevenção contra sobre ou subtensão, caso a referida tensão extrapole a faixa entre 360 V e 390 V.

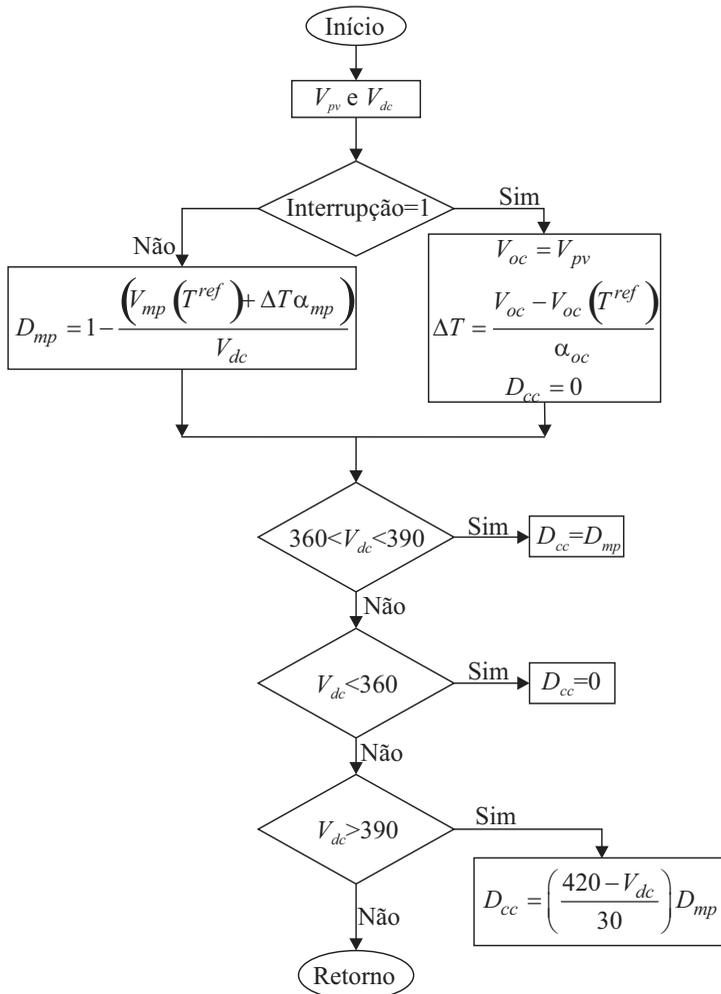


Figura 5.5- Fluxograma referente à estratégia de controle.

5.2 Análise de estabilidade

A análise de estabilidade é utilizada para verificar a influência do controle e/ou dos filtros na dinâmica do sistema; este estudo é realizado mediante a análise matemática das impedâncias de entrada e de saída dos conversores, como exposto por [62]-[65].

Para a obtenção das impedâncias é imprescindível utilizar modelos de pequenos sinais e linearização em torno do ponto de operação, devido à

não linearidade da corrente gerada pelos arranjos fotovoltaicos e dos modelos dinâmicos que descrevem os conversores.

A seguir serão apresentados os critérios de estabilidade utilizados e, posteriormente, a análise de estabilidade para duas condições: primeiramente considerando o conversor operando como rastreador de máxima potência nas condições padrões de teste e, em seguida, considerando o conversor operando a partir da estratégia para controle da sobretensão. A influência dos filtros de modo comum de entrada e de saída na estabilidade do sistema também é analisada.

5.2.1 Critérios de estabilidade

Segundo [62], os critérios de estabilidade mais conhecidos para a análise de estabilidade de conversores e sistema de microrredes são os critérios de Middlebrook, de margem de ganho, de margem de fase e de argumento de oposição. Semelhantemente, [63], [64]-[66] apresentam o critério de Middlebrook como o mais utilizado nas análises de estabilidade para microrredes, razão pela qual foi selecionado em conjunto com o de margem de ganho e de margem de fase para a análise deste trabalho.

5.2.1.1 Critério de estabilidade de Middlebrook

Middlebrook foi um dos primeiros a estudar a estabilidade dos sistemas mediante combinação de impedâncias de entrada e de saída [64]. Seu critério foi utilizado inicialmente para pesquisar como a estabilidade de um sistema com realimentação pode ser afetado com a adição de um filtro de entrada. No entanto, com o decorrer do tempo, concluiu-se que o critério não só assegura que a dinâmica do conversor não será modificada com a inclusão de filtros, como também garante a estabilidade do sistema [62].

De acordo com Middlebrook, quando os sistemas são cascateados, a função de transferência que vincula a saída com a entrada é definida em função dos subsistemas de geração e de carga e pela relação entre as impedâncias de entrada e de saída, conforme (5.3).

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) \frac{Z_{in}}{Z_m + Z_{out}} \quad (5.3)$$

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) \frac{1}{1 + T_m}$$

$$T_m = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \quad (5.4)$$

O termo T_m é chamado, na literatura, de menor malha de ganho ou relação de impedâncias [64], [65].

Com base nas impedâncias, o critério de Middlebrook estabelece que:

- Se o módulo da impedância de saída é menor que o módulo da impedância de entrada, garante-se desacoplamento entre os sistemas e assegura-se a estabilidade, fato pelo qual não seria necessário avaliar outras condições [62] e [64];

$$|Z_{out}| < |Z_{in}| \rightarrow |T_m| < 1 \quad (5.5)$$

- Para que a estabilidade após o cascadeamento seja assegurada, a relação de impedâncias T_m vista no plano s de Nyquist não deve contornar e/ou incluir um ponto -1 no eixo real [62]-[64] e [67].

A última condição citada é a de maior importância no critério de Middlebrook, uma vez que sistemas desacoplados já garantem a estabilidade, mas sistemas que não são desacoplados podem, ainda assim, serem estáveis.

5.2.1.2 Critério de margem de ganho e de margem de fase

Um sistema é estável se a margem de ganho e a margem de fase, obtidas por meio do diagrama Bode, são positivas simultaneamente. Caso contrário, o sistema é declarado instável, como apresentado por [68]. A Figura 5.6 exemplifica o critério de estabilidade para qualquer função de transferência.

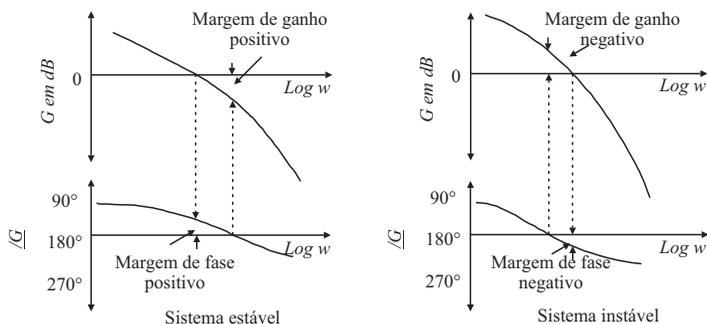


Figura 5.6- Estabilidade segundo o critério de margem de ganho e de margem de fase [68].

O sistema fotovoltaico proposto, formado por dez subsistemas de geração de 2 kW cada, conectados a um barramento CC comum juntamente com uma carga, é apresentado como o sistema de impedâncias na Figura 5.7, onde assume-se que todos os conversores funcionam de forma idêntica. Assim, pode-se garantir que a impedância de um subsistema de geração é igual a dos outros e que a impedância total de saída do sistema de geração é dada pela associação das impedâncias dos subsistemas individuais em paralelo.

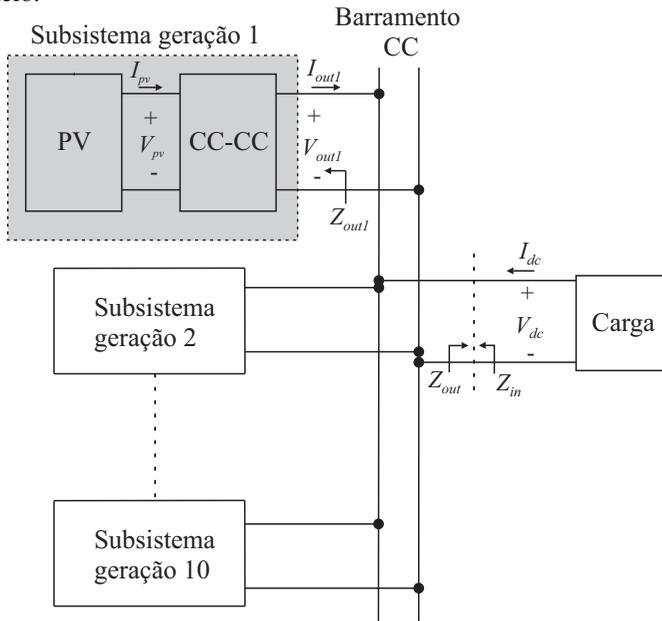


Figura 5.7- Impedâncias entre subsistemas.

5.2.2 Modelagem do conversor

O conversor *Boost Interleaved* da Figura 5.8 constitui um dos dez subsistemas empregados. A fonte de alimentação para cada subsistema é um arranjo fotovoltaico composto por dez módulos conectados em série. Inicialmente, assume-se os conversores sem filtro de entrada e de saída, pois a análise da influência destes filtros na dinâmica do sistema será avaliada posteriormente. Assume-se também que o sistema é equilibrado, assim, as correntes de entrada nos indutores inversamente acoplados I_{Lb} será igual à soma da corrente que circula através de cada indutor, quando os interruptores não estão em condução. Além disso, a modelagem é realizada

para o sistema sem perdas e os conversores operando em modo de condução contínua *MCC*.

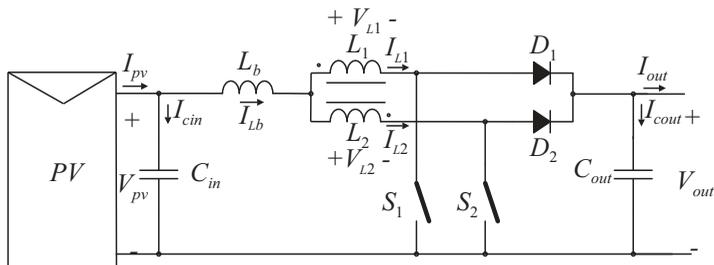


Figura 5.8- Conversor *Boost Interleaved* com arranjo fotovoltaico.

Os interruptores S_1 e S_2 são comandados pelo mesmo intervalo de tempo, mas com pulsos defasados 180° , conforme ilustrado na Figura 5.9.

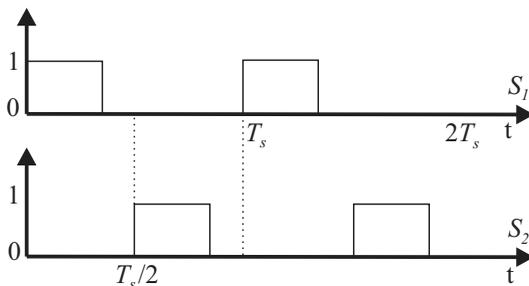


Figura 5.9- Sinais de comando dos interruptores.

A seguir, apresenta-se o equacionamento para o conversor. Adotando-se as notações da Figura 5.8, são obtidas as equações (5.6)-(5.10) da corrente nos capacitores e da tensão dos indutores.

$$i_{Cin} = i_{pv} - i_{Lb} \quad (5.6)$$

$$v_{Lb} = v_{pv} - v_{L1} - v_{out} (1-d) \quad (5.7)$$

$$v_{L1} = v_{pv} - v_{Lb} - v_{out} (1-d) \quad (5.8)$$

$$v_{L2} = v_{pv} - v_{Lb} - v_{out} (1-d) \quad (5.9)$$

$$i_{Cout} = i_{Lb} (1-d) - i_{out} \quad (5.10)$$

- Valores médios:

Para obter os valores médios das grandezas do conversor, são negligenciadas as ondulações de tensão e de corrente. Assim, anulando as

tensões dos indutores de (5.7), encontra-se o ganho estático do conversor (5.11), corroborando o exposto por [71]. Percebe-se que o ganho do conversor *Boost Interleaved* é igual ao do *Boost* tradicional [69] e [70].

A razão cíclica de operação, dada por (5.12) é uma relação entre a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico e de saída do conversor.

$$\frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} \quad (5.11)$$

$$D = \frac{V_{out} - V_{pv}}{V_{out}} \quad (5.12)$$

Substituindo o valor médio da corrente do capacitor de (5.10) por zero, obtém-se o valor médio da corrente média no indutor Boost, isto é:

$$I_{LB} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (5.13)$$

A corrente média da entrada é encontrada por meio de (5.6):

$$I_{PV} = I_{LB} \quad (5.14)$$

Como o sistema foi assumido equilibrado, as correntes que circulam pelos indutores acoplados são iguais à metade da corrente que flui pelo indutor Boost, assim:

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_{LB}}{2} \quad (5.15)$$

Com o intuito de diferenciar as variáveis, as letras em maiúsculo serão adotadas para designar valores médios e as letras minúsculas os valores instantâneos. Essa notação será mantida ao longo do texto.

- Tensão nos indutores de acoplamento:

A tensão nos indutores de acoplamento é proporcional à corrente que flui pela indutância própria L de um deles, subtraindo a corrente que flui pela indutância mútua M do outro. Como exposto em [63] e [72], assim:

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} - M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (5.16)$$

$$V_{L2} = L \frac{di_{L2}}{dt} - M \frac{di_{L1}}{dt} \quad (5.17)$$

- Sistema de equações em Laplace

Substituindo (5.16) e (5.17) nas equações (5.6)-(5.10) e posteriormente realizando as transformações de Laplace, obtêm-se:

$$sC_{in}v_{pv} = i_{pv} - i_{Lb} \quad (5.18)$$

$$sL_b i_{Lb} = v_{pv} - s(Li_{L1} - Mi_{L2}) - v_{out}(1-d) \quad (5.19)$$

$$sLi_{L1} - sMi_{L2} = v_{pv} - sL_b i_{Lb} - v_{out}(1-d) \quad (5.20)$$

$$sLi_{L2} - sMi_{L1} = v_{pv} - sL_b i_{Lb} - v_{out}(1-d) \quad (5.21)$$

$$sC_{out}v_{out} = i_{Lb}(1-d) - i_{out} \quad (5.22)$$

- Modelo de pequenos sinais:

Devido à corrente gerada pelo arranjo fotovoltaico (5.23) apresentar um comportamento não linear, é necessário linearizá-la antes de aplicar o modelo de pequenos sinais, para isto, utiliza-se a série de Taylor. O modelo geral de pequenos sinais da corrente do arranjo fotovoltaico é mostrado em (5.24), onde o termo a muda dependendo o ponto de operação da corrente, tensão, irradiância solar e temperatura.

$$I_{pv} = \frac{S}{S_{ref}} I_{pharranjo}^{ref} + \beta_{sc} (T - T^{ref}) - \frac{V_{pv} + R_{sarranjo} I_{pv}}{R_{parranjo}} \dots$$

$$\dots - \left[I_o^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 \left(e^{\frac{qEg}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \right) \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} \cdot R_{sarranjo})}{N_s A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right] \quad (5.23)$$

$$I_{pv} = -aV_{pv} \quad (5.24)$$

Semelhantemente à corrente do arranjo fotovoltaico, a razão cíclica nas estratégias de controle apresenta comportamento não linear, pelo que é necessário realizar sua linearização para posteriormente ser aplicado o modelo de pequenos sinais, obtendo-se, assim, (5.25). O termo b varia conforme o ponto de operação e a estratégia de controle implementada.

$$d = -bV_{out} \quad (5.25)$$

Posteriormente, são realizadas as perturbações das tensões e das correntes do sistema de equações em Laplace segundo [70], obtidas assim, as equações de pequenos sinais (5.26)-(5.30), as quais serão utilizadas para

obter a função de transferência do sistema operando com carga de potência constante e as impedâncias.

$$sC_{in} \langle v_{pv} \rangle = \langle i_{pv} \rangle - \langle i_{Lb} \rangle \quad (5.26)$$

$$sL_b \langle i_{Lb} \rangle = \langle v_{pv} \rangle - \langle v_{out} \rangle + \langle V_{out} d \rangle + D \langle v_{out} \rangle \quad (5.27)$$

$$sL \langle i_{L1} \rangle - sM \langle i_{L2} \rangle = \langle v_{pv} \rangle - \langle v_{out} \rangle + V_{out} \langle d \rangle + D \langle v_{out} \rangle - sL_b \langle i_{Lb} \rangle \quad (5.28)$$

$$sL \langle i_{L2} \rangle - sM \langle i_{L1} \rangle = \langle v_{pv} \rangle - \langle v_{out} \rangle + \langle V_{out} d \rangle + \langle Dv_{out} \rangle - sL_b \langle i_{Lb} \rangle \quad (5.29)$$

$$C_{out} \langle v_{out} \rangle = \langle i_{Lb} \rangle (1 - D) - I_{LB} \langle d \rangle - \langle i_{out} \rangle \quad (5.30)$$

Para validar a modelagem do subsistema, assume-se uma carga com características de potência constante (CLP), capaz de drenar a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico. Assim, cada subsistema visto em blocos, é como apresentado na Figura 5.10.

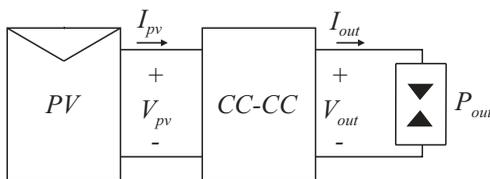


Figura 5.10- Subsistema com carga de potência constante.

Os dados com os quais o sistema foi simulado visando comprovar seu funcionamento são: tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico de 286,4 V; tensão de saída de 413,57 V; carga de 1856 W, temperatura e irradiância solar nas condições padrões de teste.

A Figura 5.11 apresenta a curva $I-V$ do arranjo fotovoltaico no STC , assim como sua linearização sob o ponto de operação de 286,4 V, equivalente a (5.31), da qual é obtido o parâmetro a_1 (5.32) por meio da aplicação dos modelos de pequenos sinais.

$$I_{pv} = 6,63841 - 0,0756468(V_{pv} - 286,4) \quad (5.31)$$

$$a_1 = 0,0756468 \quad (5.32)$$

Desenvolvendo o equacionamento matemático entre (5.26)-(5.30), obtém-se a função de transferência da tensão de saída do conversor em função da razão cíclica, como apresentado em (5.33).

$$N_{umvout_d} = -V_{out}^2 \left[\begin{array}{l} s^2 C_{in} L_b I_{LB} + s(C_{in} V_{out} (D-1) + I_{LB} L_b a_1) \dots \\ \dots + V_{out} a_1 (D-1) + I_{LB} \end{array} \right]$$

$$\begin{aligned}
 D_{envout_d} &= s^3 C_{in} C_{out} L_b + s^2 L_b (C_{out} V_{out}^2 - C_{in} P) \dots \\
 \dots + s (C_{in} V_{out}^2 (D-1)^2 + C_{out} V_{out}^2) + V_{out}^2 a_1 (D-1)^2 - P \\
 G_{vout_d}(s) &= \frac{v_{out}(s)}{d(s)} = \frac{N_{umvout_d}}{D_{envout_d}} \quad (5.33)
 \end{aligned}$$

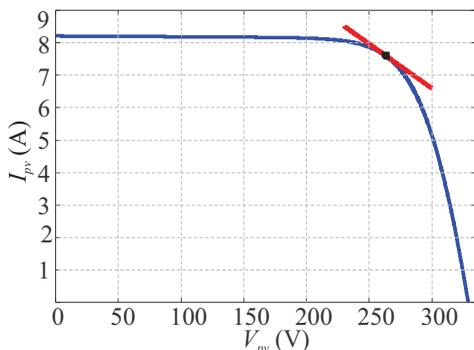


Figura 5.11- Linearização da corrente do arranjo fotovoltaico sob tensão de 286,4 V.

Com o intuito de corroborar a função de transferência obtida, foi simulado o sistema com uma perturbação da razão cíclica de 0,005 aos 5 ms. Por intermédio da Figura 5.12 percebe-se que a função de transferência obtida segue fidedignamente a dinâmica da tensão de saída quando perturbada com uma pequena variação de razão cíclica.

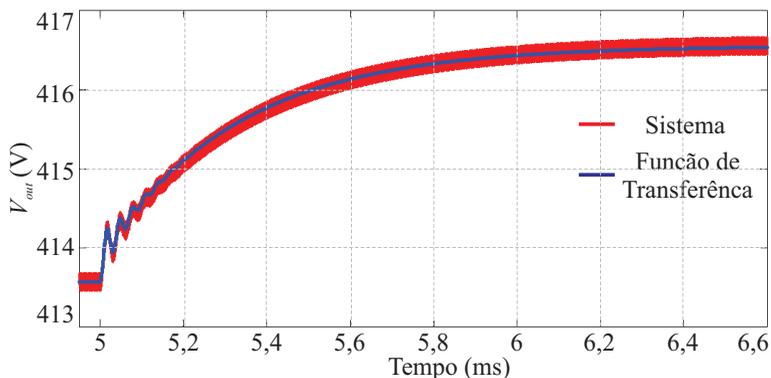


Figura 5.12- Validação da função de transferência $v_{out}(s)/d(s)$ com CPL.

5.2.3 Análise de estabilidade para o sistema operando no rastreamento do ponto de máxima potência

A seguir é apresentada a análise de estabilidade para o conversor operando como rastreador de máxima potência nas condições padrões de teste, assumindo a temperatura e a irradiância solar no arranjo fotovoltaico constantes. Linearizando e realizando o modelo de pequenos sinais da razão cíclica para o *MPPT* é obtido o valor de b_1 em (5.34), que depende da tensão de saída do conversor e da tensão de máxima potência nas condições de teste, sendo em simulação os 380 V e 263 V, respectivamente.

$$b_1 = \frac{V_{mp}^{stc}}{V_{out}^2} \quad (5.34)$$

Similarmente ao realizado na Figura 5.11, efetua-se a linearização e o modelo de pequenos sinais para a corrente do arranjo fotovoltaico sob o ponto de operação de 263 V, equivalente à tensão de máxima potência no *STC*, obtendo-se, assim, o valor da constante a mostrado em (5.35).

$$a_2 = 0,027364315 \quad (5.35)$$

A impedância de saída do conversor é a relação entre a tensão e a corrente de saída. Inicialmente, será encontrada a impedância para um subsistema Z_{outmp1} , posteriormente, estendida para o sistema total da microrrede.

$$Z_{outmp1} = \frac{v_{out}}{i_{out}} \quad (5.36)$$

$$\begin{aligned} N_{umZ_{outmp}} &= s^2 C_{in} L_b + s L_b a_2 + 1 \\ D_{enZ_{outmp}} &= s^3 C_{in} C_{out} L_b + s^2 L_b (C_{out} a_2 - C_{in} I_{LB} b_1) \dots \\ &\dots + s \left[C_{in} (1 - 2D + D^2 + V_{out} b_1 (1 - D)) + C_{out} - I_{LB} a_2 b_1 L_b \right] \dots \\ &\dots + a_2 (1 - 2D + D^2) + V_{out} b_1 (1 - D) - I_{LB} b_1 \end{aligned}$$

$$Z_{outmp1} = \frac{N_{umZ_{outmp}}}{D_{enZ_{outmp}}} \quad (5.37)$$

A impedância total do sistema é o paralelo entre as impedâncias de cada subsistema de geração, conforme apresentado em (5.38).

$$Z_{outmp} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{outmp1}} + \frac{1}{Z_{outmp2}} + \dots + \frac{1}{Z_{outmp10}}} \quad (5.38)$$

$$Z_{outmp} = \frac{Z_{outmp1}}{10}$$

- Impedância de entrada:

A corrente para uma carga de potência constante, como exposta por [62]-[64], é dada por:

$$I_{dc} = \frac{P}{V_{dc}} \quad (5.39)$$

Desenvolvendo o modelo de pequenos sinais, obtém-se a impedância de entrada Z_{inc} da carga, que está em termos da tensão do barramento CC e da potência na carga, conforme ilustrado em (5.40).

$$Z_{inc} = \frac{v_{dc}}{i_{dc}} = -\frac{V_{DC}^2}{P} \quad (5.40)$$

- Análise de estabilidade:

Para esta análise, inicialmente se utiliza o critério de Middlebrook, onde a primeira condição não é satisfeita devido ao módulo da impedância de entrada ser menor que a de saída. Este resultado prevê que os sistemas não estão desacoplados. A segunda condição é analisada a Figura 5.13.

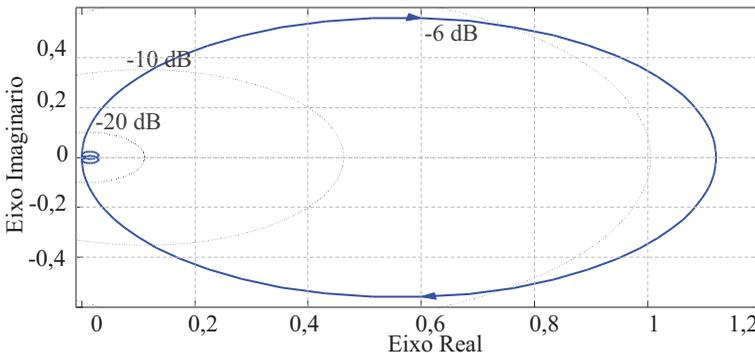


Figura 5.13- Diagrama de Nyquist da relação de impedâncias para o MPPT.

Por meio da relação de impedâncias vista no diagrama, percebe-se que a segunda condição é satisfeita, pois a curva não inclui as coordenadas

(-1,0).

Posteriormente é avaliada a resposta em frequência, apresentada na Figura 5.14 da qual são obtidas uma margem de ganho infinito e uma margem de fase de 153° , satisfazendo o critério para a estabilidade do sistema, como exposto em [68].

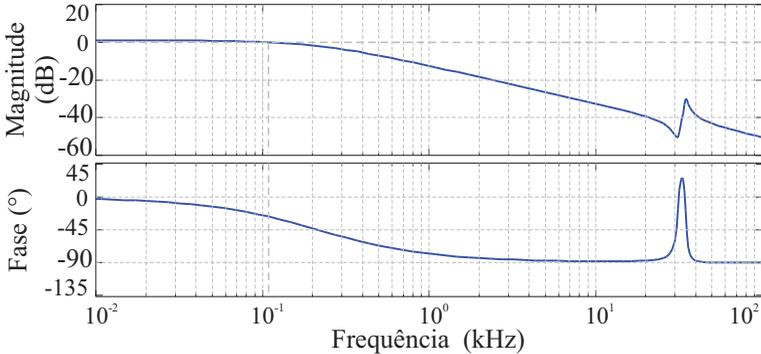


Figura 5.14- Resposta em frequência da relação de impedâncias para o MPPT.

Por meio dos resultados obtidos pela aplicação do critério de Middlebrook, de margem de ganho e de margem de fase, é concluído que o sistema, operando como rastreador de máxima potência, é estável.

5.2.4 Análise de estabilidade para o sistema operando em prevenção de sobretensão

Como exposto anteriormente, o controle de sobretensão é utilizado quando a tensão do barramento CC atingir o patamar superior estabelecido. A análise de estabilidade do sistema operando em prevenção de sobretensão diverge do MPPT em sua equação de razão cíclica (5.1), motivo pelo qual é necessário realizar novamente a linearização e o modelo de pequenos sinais, de onde se obtém o valor do termo b_2 apresentado em (5.41), que depende da tensão de máxima potência, das tensões máximas e mínimas permitidas pelo barramento e da tensão de saída do conversor.

$$b_2 = \frac{V_{mpsc} V_{out_max} - V_{out}}{V_{out}^2 (V_{out_max} - V_{out_min})} \quad (5.41)$$

A análise foi baseada nos resultados de simulação da Figura 5.3, da qual foram tomados os seguintes dados aos 7 ms: tensão da saída de 400 V; razão cíclica de 0,2283; tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico de

308,66 V, corrente no arranjo de 3,95 A e potência gerada de 1,22 kW. A corrente do indutor Boost pode ser determinada a partir de (5.42) e realizando o modelo de pequenos sinais obtém-se um valor de 0,154751 para a constante a_3 .

$$I_{LB} = \frac{P}{V_{PV}} \quad (5.42)$$

Substituindo os valores obtidos em (5.37), é encontrada a função de transferência da impedância de saída do conversor no modo de controle de sobretensão, enquanto a impedância da entrada da carga é encontrada por meio de (5.40).

Com as novas impedâncias, obtém-se a menor malha de ganho T_m para avaliar a estabilidade; neste caso o módulo da impedância de entrada é cerca de setenta vezes maior que a de saída, fato que permite concluir que o conversor e a carga estão desacoplados e o sistema é estável, cumprindo, assim, a primeira condição do critério de Middlebrook. A segunda condição pode ser analisada na Figura 5.15, de onde se percebe que a curva da relação de impedâncias em Nyquist não engloba o valor -1 do eixo real, validando, pois, as duas condições do critério.

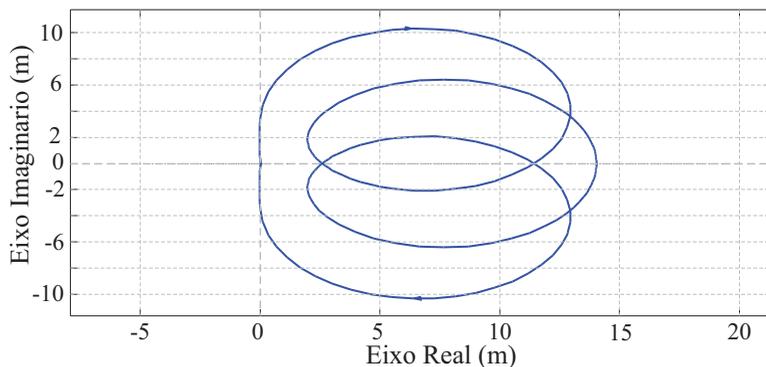


Figura 5.15- Diagrama de Nyquist da relação de impedância para prevenção de sobretensão.

Para finalizar a análise de estabilidade do sistema operando em prevenção de sobretensão, apresenta-se a resposta em frequência da relação de impedâncias, Figura 5.16, em que são obtidas margens de ganho e de fase infinitas, comprovando a estabilidade.

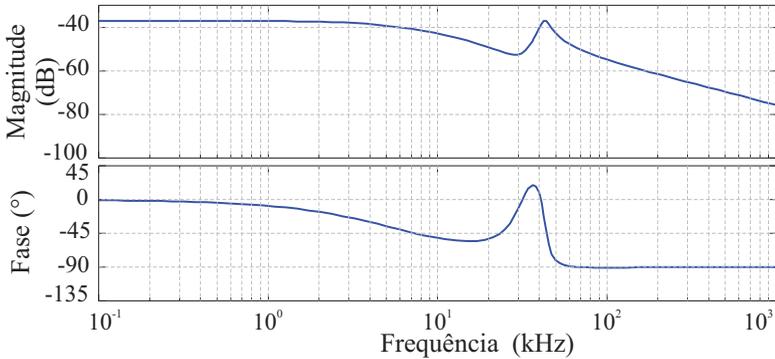


Figura 5.16- Resposta em frequência da relação de impedâncias para prevenção de sobretensão.

5.2.5 Análise de estabilidade para os filtros de entrada e de saída

A análise desenvolvida anteriormente foi realizada com a premissa de que a dinâmica do sistema não é afetada pelos filtros de entrada e de saída. A seguir apresenta-se a análise de estabilidade de cada filtro em relação ao conversor no modo de rastreamento de máxima potência. A Figura 5.17 mostra o conversor Boost *interleaved* com filtros, os quais são compostos por um circuito LC, utilizados para a filtragem das componentes de alta frequência geradas pela comutação. Os critérios utilizados para a análise da influência dos filtros no sistema são os mesmos empregados nas análises anteriores.

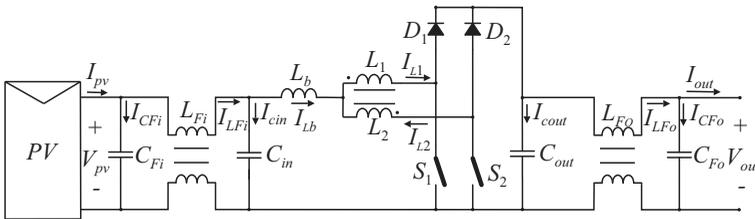


Figura 5.17- Conversor IBC com filtro de entrada e saída.

A topologia da Figura 5.17, pode ser interpretada como um sistema de impedâncias de entrada e de saída, Figura 5.18, onde o filtro de entrada é visto pelo conversor como uma impedância de saída e o conversor visto pelo filtro de entrada como uma impedância de entrada; inversamente, o

conversor enxerga o filtro de saída como uma impedância de entrada e o filtro de saída enxerga o conversor como uma impedância de saída.

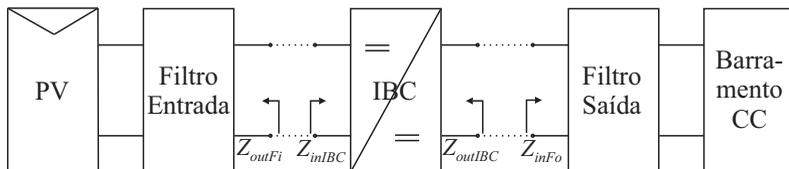


Figura 5.18- Topologia do sistema apresentado como impedâncias de entrada e saída.

Para realizar a análise de estabilidade do sistema devem-se encontrar as impedâncias individuais do sistema e obter as relações de impedância T_m de entrada e de saída em relação aos filtros. A seguir, apresenta-se a análise de estabilidade para o sistema com filtro de entrada e, posteriormente, para o sistema com filtro de saída.

5.2.5.1 Análise de estabilidade como filtro de entrada

O filtro de entrada utilizado é um filtro passa baixa com indutor de modo comum, ilustrado na Figura 5.19 (a). Com o intuito de facilitar a análise, o filtro pode ser apresentado pelo circuito equivalente Figura 5.19 (b), como exposto por [73].

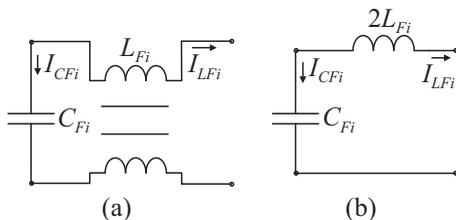


Figura 5.19- Filtro de entrada. Filtro com indutor de modo comum (a) e filtro equivalente (b).

Baseado no circuito equivalente do filtro de entrada e utilizando o teorema de Thevenin é possível encontrar a impedância de saída do filtro Z_{outFi} como:

$$Z_{outFi} = 2sL_{Fi} \quad (5.43)$$

Para encontrar a impedância de entrada do conversor Z_{inIBC} utilizando as equações do sistema de pequenos sinais (5.26)-(5.30). O desenvolvimento do equacionamento permitiu obter as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 N_{umZinIBC} &= s^2 C_{out} L_b V_{out} + s L_b (P - I_{LB} b V_{out}) \dots \\
 &\dots + V_{out} (1 - D) (V_{out} b - D + 1) \\
 D_{enZinIBC} &= s^3 C_{in} C_{out} L_b V_{out} + s^2 C_{in} L_b (P - I_{LB} V_{out} b) \dots \\
 &\dots + s V_{out} (C_{in} + C_{out} - 2 C_{in} D + C_{in} D^2 + C_{in} V_{out} b - C_{in} D V_{out} b) \dots \\
 &\dots + (P - I_{LB} V_{out} b)
 \end{aligned}$$

$$Z_{inIBC} = \frac{N_{umZinIBC}}{D_{enZinIBC}} \tag{5.44}$$

Mediante a obtenção da impedância de saída do filtro e da impedância de entrada do conversor, estabelece-se a relação de impedâncias T_{mFi} :

$$T_{mFi} = \frac{Z_{outFi}}{Z_{inIBC}} \tag{5.45}$$

A análise de estabilidade pelo o critério de Middlebrook é realizado por inspeção do diagrama de Nyquist apresentado na Figura 5.20, onde se conclui que o sistema com filtro de entrada é estável devido à intercepção da curva com o eixo real não acontecer num ponto menor que -1.

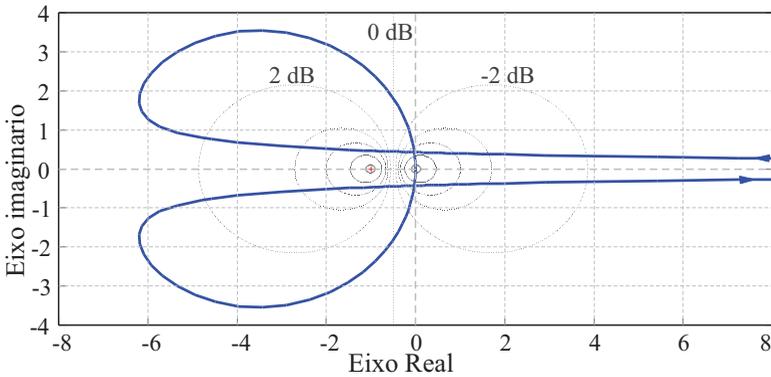


Figura 5.20- Diagrama de Nyquist da relação de impedâncias T_{mFi} .

Para a análise de estabilidade pelo critério de margem de ganho e margem de fase é preciso traçar a resposta em frequência da relação de impedâncias T_{mFi} , como ilustrado na Figura 5.21, da qual se obtiveram margem de ganho infinito e margem de fase de $27,5^\circ$. Como os dois ganhos são positivos, o critério é satisfeito e, assim, se conclui que o filtro de entrada não instabiliza o sistema e pode ser considerado transparente.

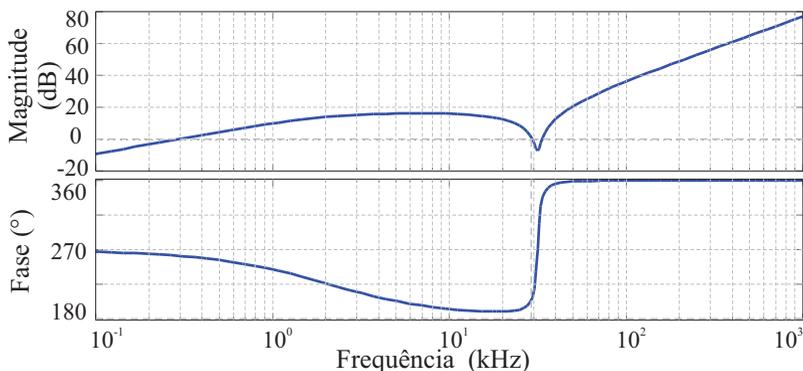


Figura 5.21- Diagrama de Bode da relação de impedâncias T_{mFi} .

5.2.5.2 Análise de estabilidade como filtro de saída

Similarmente ao filtro de entrada, o filtro de saída é passa baixas com indutor de modo comum, como apresentado na Figura 5.22 (a) e seu circuito equivalente na Figura 5.22 (b).

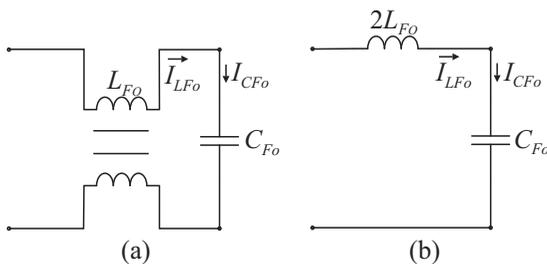


Figura 5.22- Filtro de saída. Filtro com indutor de modo comum (a) e filtro equivalente (b).

Para encontrar a impedância de entrada do filtro de saída é utilizado o teorema de Thévenin, curto circuitando assim a tensão de saída do barramento CC e, conseqüentemente, o capacitor C_{Fo} , obtém-se, como impedância de entrada, (5.46).

$$Z_{inFo} = 2sL_{Fo} \quad (5.46)$$

Tendo a impedância de entrada do filtro de saída em (5.46) e a impedância de saída do conversor Z_{outmpI} em (5.37), é possível obter a relação de impedâncias T_{mFo} .

Aplicando o critério de Middlebrook no diagrama de Nyquist para T_{mFo} , Figura 5.23, verifica-se que o sistema é estável devido à curva não

contornar o eixo na coordena menor de (-1,0).

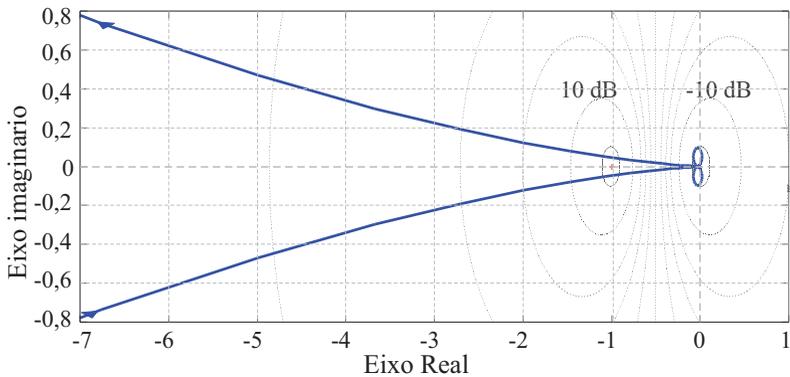


Figura 5.23- Diagrama de Nyquist para a relação de impedância T_{mFo} .

Para corroborar o resulta obtido anteriormente é aplicado o critério de margem de ganho e margem de fase à relação de impedâncias T_{mFo} , como apresentado na Figura 5.24, em que se obtém margem de ganho de 35 dB e margem de fase de $2,63^\circ$, com os quais é validada a estabilidade do conversor com filtro de saída.

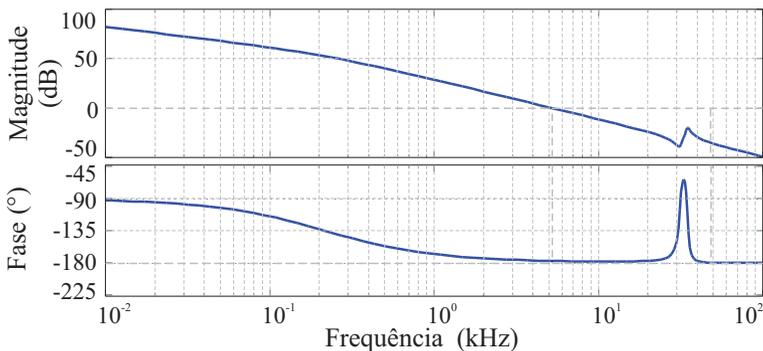


Figura 5.24-Diagrama de Bode da relação de impedância T_{mFo} .

5.3 Conclusão

Nesta seção foram apresentadas as técnicas de controle implementadas para a proteção do barramento CC, caso falhas levem o sistema a sobretensão ou subtensão. A estratégia de prevenção de sobretensão foi projetada para diminuir a potência do sistema gradualmente,

conforme a tensão do barramento ultrapassa 390 V até alcançar 420 V. Esta estratégia permite ao sistema trabalhar como potência reduzida, situação que não ocorre na estratégia de prevenção de subtensão projetado, sendo considerado um controle *droop*, eliminando quase instantaneamente a potência no sistema. Para provar a viabilidade do controle para o projeto, foi apresentada, adicionalmente, a análise de estabilidade para o sistema usando o critério de Middlebrook, de margem de ganho e de margem de fase. Inicialmente, para o sistema funcionando como rastreador do ponto de máxima potência, concluiu-se que os subsistemas de geração e o barramento não estão desacoplados, mas que o sistema é estável. Para o sistema funcionando no controle de sobretensão, a análise de estabilidade mostrou que os subsistemas e o barramento estão desacoplados e, com isso, a dinâmica em um deles não afeta o outro. Portanto, o sistema é estável.

Toda a análise realizada foi baseada no pressuposto de que os filtros de entrada e saída não apresentavam influência no sistema, fato que, posteriormente, foi verificado por meio da análise de estabilidade para eles.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos das diversas etapas realizadas ao longo deste trabalho. A comparação entre resultados experimentais e de simulação também é demonstrada neste capítulo, visando validar os modelos desenvolvidos.

Uma forma de validar o desenvolvimento do projeto apresentado até o momento se dá mediante a implementação, montagem e obtenção de resultados experimentais. Com esse intuito, a seguir serão apresentados os resultados obtidos, primeiramente para o conversor operando com tensão de entrada fixa, com a finalidade de validar o comportamento das correntes e o ganho estático do conversor. Posteriormente será corroborado o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência para diversas condições ambientais, usando a fonte de emulação fotovoltaica: *photovoltaic array emulator*, fabricada pela *Magna Power*, modelo XR600-9,9 com capacidade para suprir até 6 kW (600 V e 10 A). Subsequentemente, apresenta-se o controle do barramento CC considerando-se a operação de um conversor e, posteriormente, estende-se o procedimento para dois conversores com saídas conectadas em paralelo. Os resultados obtidos a partir dos testes experimentais serão acompanhados dos provenientes de simulação, realizadas com o *software Matlab R2015a*, através do pacote *Simulink*, desenvolvido por *MathWorks*.

O protótipo do conversor Boost *Interleaved* implementado é o apresentado na Figura 6.1. Alguns dos componentes representativos são: interruptores *MOSFET* modelo 24N60C3, assim como seus elementos armazenadores de energia, exposto na Tabela 6.1. O sistema de controle foi implementado digitalmente utilizando-se um controlador digital de sinal modelo TMS320F28069 da família Piccolo, fabricado pela *Texas Instruments*. A frequência de comutação foi definida em 250 kHz.

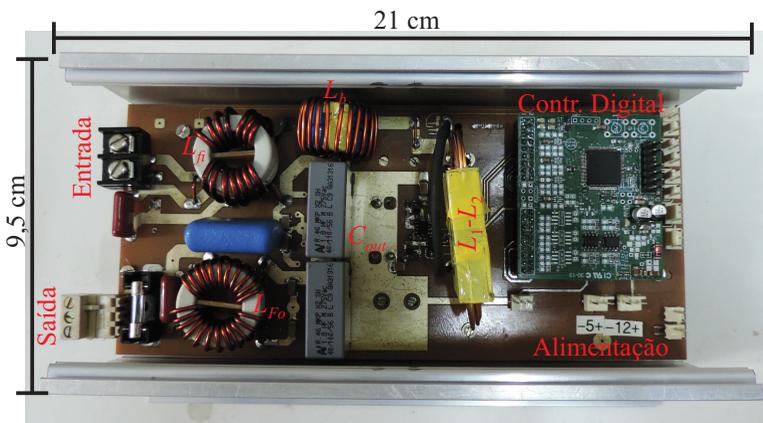


Figura 6.1- Foto do protótipo implementado: conversor Boost *Interleaved*.

Tabela 6.1- Especificações dos elementos armazenadores de energia do protótipo.

Elemento	Valor
Capacitor do filtro de entrada (C_{Fi})	100 nF
Indutor modo comum de entrada (L_{Fi})	10 μ H
Capacitor da entrada (C_{in})	2,2 μ F
Indutor Boost (L_b)	30 μ H
Indutor de acoplamento	
Indutância própria (L)	160 μ H
Indutância mútua (M)	150 μ H
Capacitor da saída (C_{out})	3,8 μ F
Indutor modo comum de saída (L_{Fo})	5 μ H
Capacitor do filtro de saída (C_{Fo})	100 nF

6.1 Conversor Boost *Interleaved* em Malha Aberta

Com o intuito de validar o comportamento das correntes e das tensões de entrada e de saída do conversor, quando submetido à máxima potência especificada no projeto, realizou-se um ensaio em malha aberta com as seguintes especificações: tensão de entrada do conversor de 225 V, carga resistiva de 60 Ω e, razão cíclica constante em 0,36. As formas de onda foram adquiridas após o estabelecimento do regime térmico, atingido em cerca de período de 40 minutos. A Figura 6.2 ilustra o comportamento da corrente de entrada I_{in} e de saída I_{out} , do conversor, além da potência P_{out} , traçada pelo produto entre a tensão e a corrente de saída.

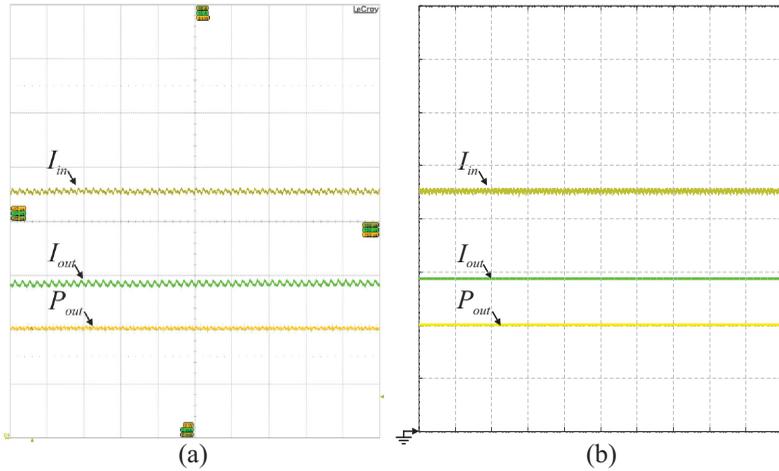


Figura 6.2- Potência e corrente de entrada e de saída no conversor em operação com 2 kW. Escalas - tempo: 20 μ s/div; Corrente: 2 A/div; Potência: 1 kW/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Os resultados experimentais e de simulação para as tensões de entrada e de saída do conversor, V_{in} e V_{out} , respectivamente, são apresentadas na Figura 6.3.

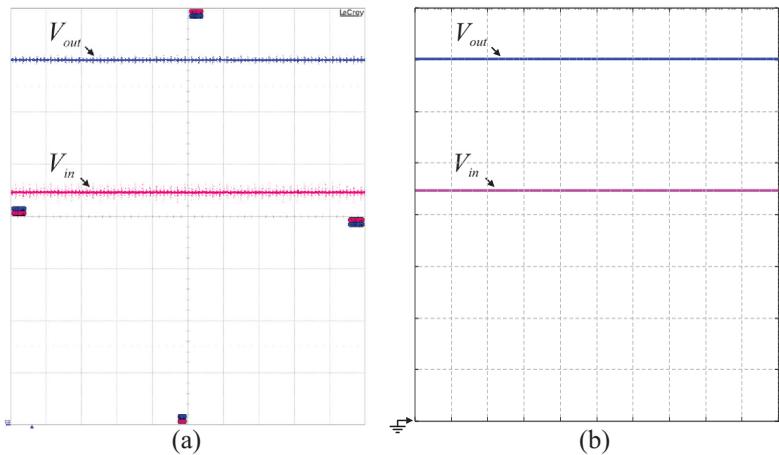


Figura 6.3- Tensão de entrada e de saída no conversor em operação com 2 kW. Escalas- tempo: 20 μ s/div; Tensões: 50 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

A Figura 6.4 mostra o rendimento do conversor, obtida mediante o analisador de potência *YOKOGAMA* serie *WT500*. Os dados apresentados

alteradas para uma temperatura de 35°C e uma irradiância de 633 W/m^2 , gerando 1.2 kW de potência, curva amarela. Na Figura 6.5 (a) são ilustrados os resultados experimentais oriundos do software *Photovoltaic Power Profil Emulation*, fornecido pela *Magna-Power*, enquanto a Figura 6.5 (b) retrata os resultados provenientes de simulação.

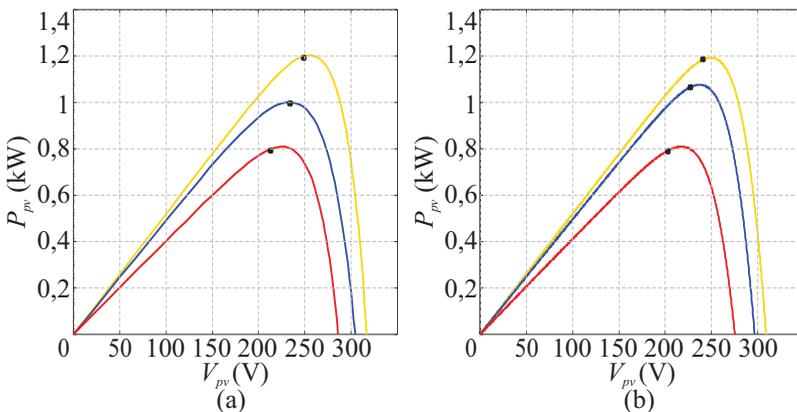


Figura 6.5- Curvas P_{pv} - V_{pv} para verificação do método *MPPT-temp V_{oc}* para três condições ambientais. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Os pontos pretos nas curvas da Figura 6.5 representam o ponto em que o conversor está operando, de onde é possível observar a proximidade entre a potência extraída e o joelho da curva P_{vp} - V_{pv} , correspondente ao ponto teórico de máxima potência. No pior caso, a eficiência de rastreamento, segundo o *software* da fonte, estabeleceu-se em 98 %.

A seguir, são apresentadas a formas de onda da corrente, da tensão e da potência do conversor funcionando como *MPPT*, para a condição ambiental de 35°C e irradiância solar de 633 W/m^2 . A implementação foi projetada para um período de 60 s no modo de rastreamento do ponto de máxima potência, com intervalos de leitura da tensão de circuito aberto para inferir a temperatura e posteriormente recalculer a razão cíclica, de 3 s, conforme é verificado no fluxograma da Figura 4.12.

Na Figura 6.6 ilustram-se a corrente de entrada e a de saída, I_{in} e I_{out} , respectivamente, além da potência de saída do conversor P_{out} . Nota-se que tanto as correntes quanto a potência são nulas durante o período de tempo no qual o sistema se encontra em circuito aberto e, posteriormente, retornam ao seu valor anterior, caso as condições ambientais mantenham-se constantes antes e depois da atualização da temperatura de operação do módulo.

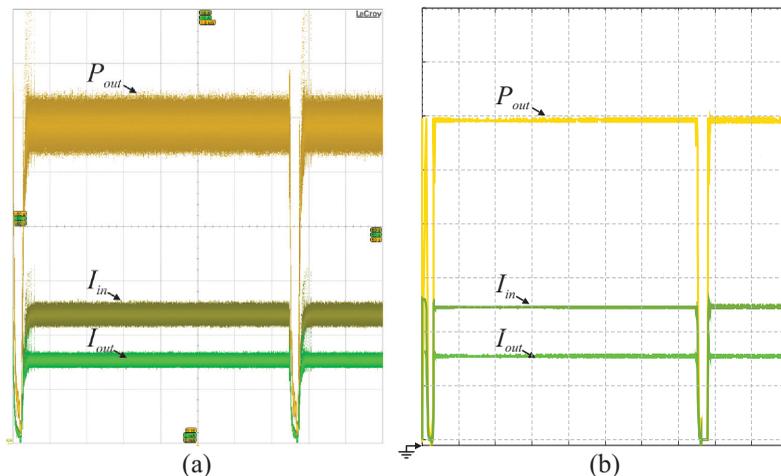


Figura 6.6- Potência e corrente de entrada e de saída do conversor operando no *MPPT* para temperatura de 35°C e irradiância solar de 633 W/m^2 . Escala- tempo: 10 s/div ; Corrente: 2 A/div ; Potência: 200 W/div . Resultado experimental (a) e simulado (b).

A tensão no arranjo fotovoltaico V_{pv} e tensão de saída V_{out} do conversor para este ensaio são apresentadas na Figura 6.7

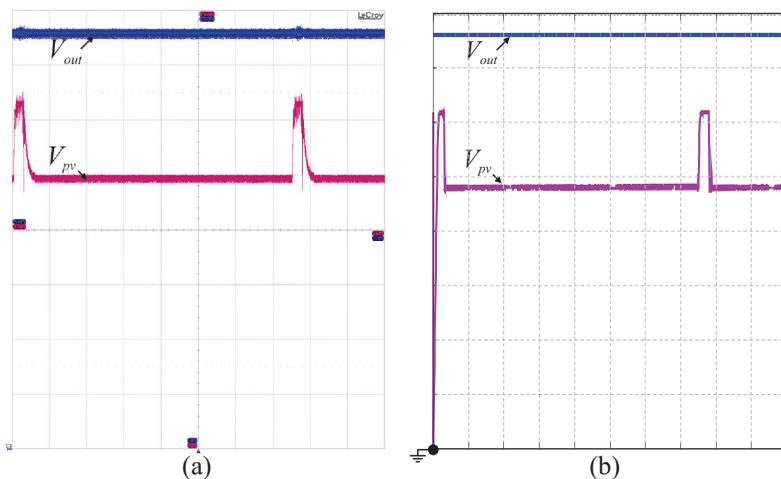


Figura 6.7- Tensão de entrada e de saída do conversor operando como *MPPT* para temperatura de 35°C e irradiância solar de 633 W/m^2 . Escala- tempo: 10 s/div ; Tensões: 50 V/div . Resultado experimental (a) e simulado (b).

6.3 Controle do barramento CC

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais e de simulação para o controle da tensão do barramento CC, quando exposto a sobretensão e subtensão, conforme o desenvolvimento do capítulo 6. Os testes são apresentados para um conversor operando inicialmente como *MPPT*, sob condições ambientais de 35°C e 633 W/m^2 , possibilitando uma potência máxima de aproximadamente 1,2 kW. Os ensaios foram realizados com duas fontes fabricadas pela *Magna-Power*, a primeira delas anteriormente referida, modelo XR600-9,9, usada como emulador do arranjo fotovoltaico e a fonte de modelo TSA500-40, usada para regular a tensão do barramento CC.

6.3.1 Controle de sobretensão

O ensaio referente ao controle de sobretensão foi realizado mediante a variação da tensão V_{dc} do barramento CC. Inicialmente, a referida tensão foi ajustada em 380 V e mantida por 10 s, quando um degrau de 20 V foi aplicado. Posteriormente, aos 24 s, novamente adicionou-se um degrau de 20 V. O barramento permaneceu com tensão de 420 V até 35 s, para então retornar à tensão de 380 V, como ilustrado na Figura 6.8.

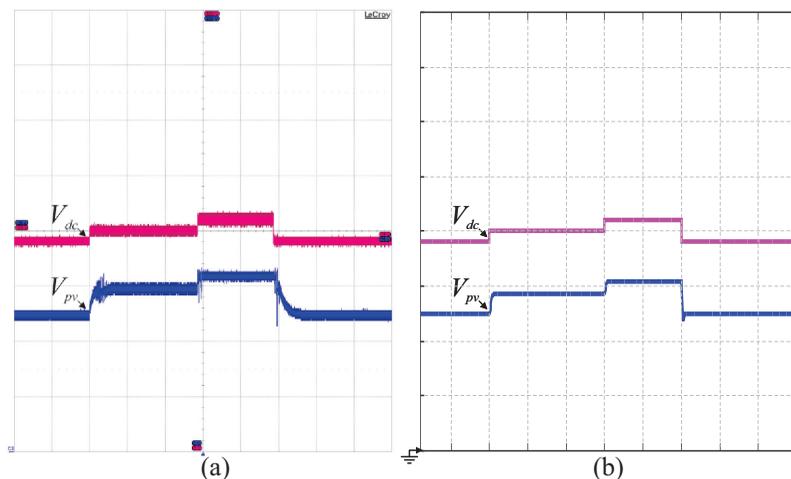


Figura 6.8- Tensão do barramento CC e do arranjo fotovoltaico para o conversor operando no modo de controle de sobretensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Como especificado no capítulo 6, o controle contra sobretensão é executado a partir do momento em que a tensão do barramento CC atinge 390 V, por esta razão, as correntes e a potência do conversor permanecem constantes até que o algoritmo perceba o aumento da referida tensão, que ocorre aos 10 s. A partir deste momento, o controle contra sobretensão diminui a razão cíclica do conversor gradativamente, conforme o aumento na tensão do barramento, o que faz a tensão do arranjo fotovoltaico se elevar, enquanto a corrente e a potência diminuem. Caso a tensão do barramento atinja 420 V, como no intervalo entre 25 e 35 s, a razão cíclica se anula, levando a tensão do arranjo V_{pv} ao valor de circuito aberto, como exposto na Figura 6.8. Nessa condição, a corrente e potência fotogeradas também se anulam. Se a tensão do barramento for superior a 420 V, o sistema permanecerá em circuito aberto, porém, caso esteja entre os limites de 390 a 420 V, o sistema trabalhará com potência reduzida. A Figura 6.9 ilustra o comportamento da corrente no arranjo fotovoltaico I_{in} , potência P_{out} e corrente I_{out} na saída do conversor, quando submetido ao controle de sobretensão.

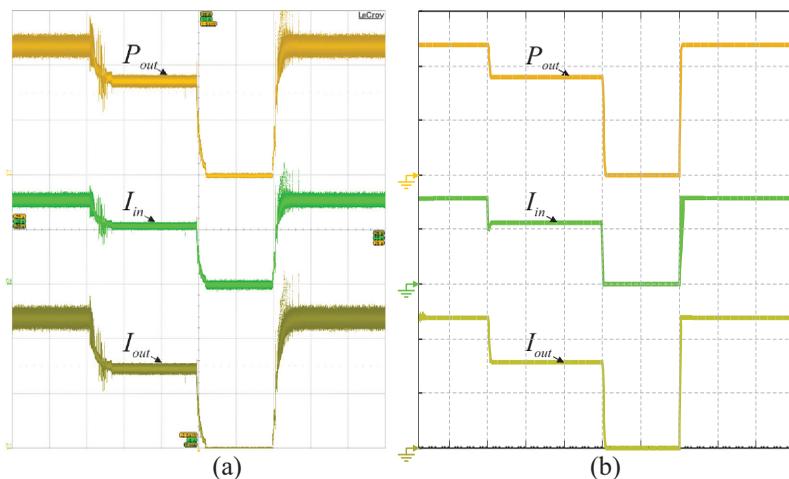


Figura 6.9- Potência e correntes de entrada e de saída do conversor operando no modo de controle contra sobretensão. Escalas - tempo: 5 s/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

A Figura 6.10 ilustra a trajetória do ponto de operação do conversor, para o ensaio realizado anteriormente. Inicialmente, o sistema se encontra no *MPP* e conforme a tensão do barramento é incrementada, o ponto de operação desce pela curva $I_{pv}-V_{pv}$ até atingir a tensão de circuito aberto.

Nota-se, pela curva, que quando a tensão do barramento está em 400 V, o ponto de operação se encontra em 2,5 A e 300 V.

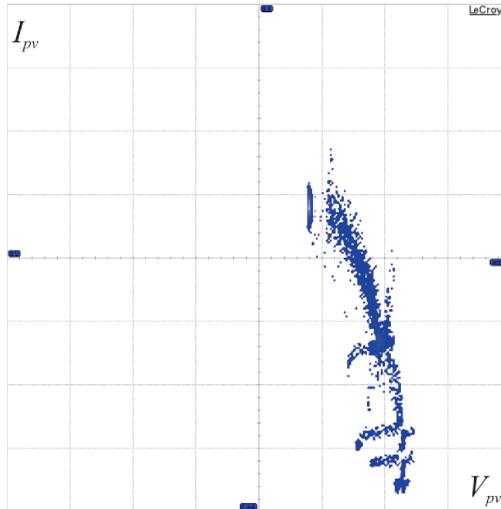


Figura 6.10- Trajetória do ponto de operação do conversor durante o controle contra sobretensão, na curva I_{pv} - V_{pv} . Escala- Corrente: 1 A/div; Tensão: 50 V/div.

Pela semelhança entre os resultados experimentais e os simulados, conclui-se que o sistema funciona conforme esperado, levando o arranjo fotovoltaico à tensão de circuito aberto de maneira a reduzir gradativamente a potência gerada e possibilitando seu retorno ao *MPP*, caso a tensão do barramento volte a ser menor que 390 V.

6.3.2 Controle de subtensão

Semelhantemente ao realizado com o ensaio de sobretensão, no controle de subtensão, a tensão do barramento inicialmente encontrasse em 380 V, com sistema operando no *MPP*, aos 10 s a tensão é então reduzida para 365 V e mantida neste valor até os 25 s, enquanto a tensão do arranjo fotovoltaico não apresenta variações, pois o limite do controle de subtensão que está estabelecido em 360 V não foi atingido. No período entre 25 e 35 s é aplicado um degrau de tensão de -10 V, o que resulta quase instantaneamente na elevação da tensão do arranjo fotovoltaico a circuito aberto, como consequência do controle de subtensão. Após os 35 s a tensão do barramento é restabelecida em 380 V e, assim, o sistema volta ao *MPP* como ilustrado na Figura 6.11.

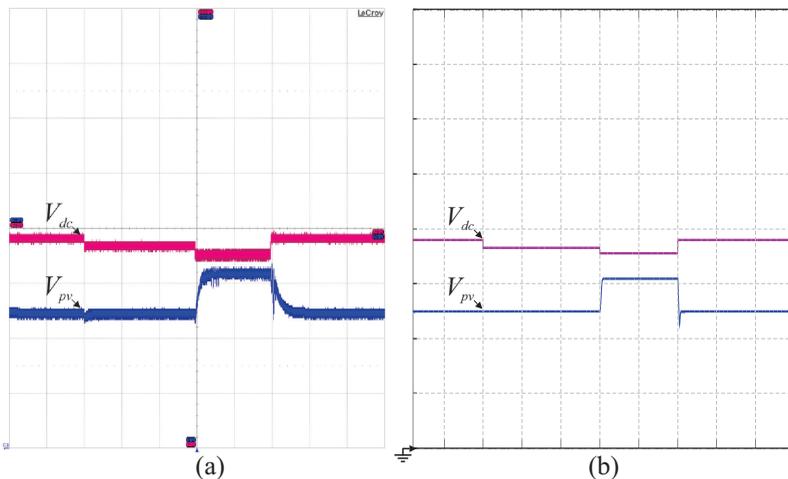


Figura 6.11- Tensão do barramento CC e do arranjo fotovoltaico, conversor operando no modo controle de subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Assim como a tensão do arranjo fotovoltaico, as correntes e a potência permanecem inalterados até a tensão do barramento atingir um valor inferior a 360 V, como ilustrado na Figura 6.12.

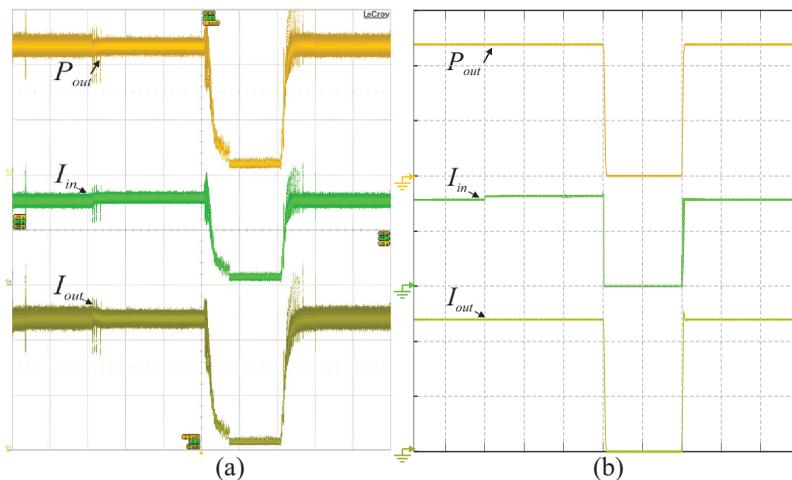


Figura 6.12- Potência e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo controle de subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Quando a tensão do arranjo fotovoltaico atingir seu valor de circuito aberto, a corrente nele é nula, conseqüentemente a corrente e potência de saída também serão. Este comportamento é ilustrado na Figura 6.12, onde se mostra tanto o resultado experimental, quanto o obtido mediante simulação. O controle de subtensão apresenta uma característica de proteção do barramento CC quase instantânea, não possibilitando a redução da potência entregue pelo arranjo fotovoltaico gradativamente.

6.4 Sistema processando energia para dois arranjos fotovoltaicos

A seguir são apresentados os resultados experimentais e de simulação para dois subsistemas, cada um composto por um arranjo fotovoltaico de 10 módulos e um conversor Boost *Interleaved*, conectados em paralelo ao barramento CC. Inicialmente, o ensaio será realizado para os subsistemas processando 1 kW e, seguidamente, com um deles operando com a metade da potência em relação ao outro. Os experimentos foram realizados considerando a operação dos conversores *MPP* e com controle de sobretensão e de subtensão.

Os arranjos fotovoltaicos foram emulados por fontes de modelo XR600-9,9 e TSD500-40, enquanto a tensão do barramento foi fornecida pela fonte modelo FCC 1200-70, fabricada pela *Supplier* com capacidade para suprir até 12 kW (700 V e 17 A), como exposto na Figura 6.13.

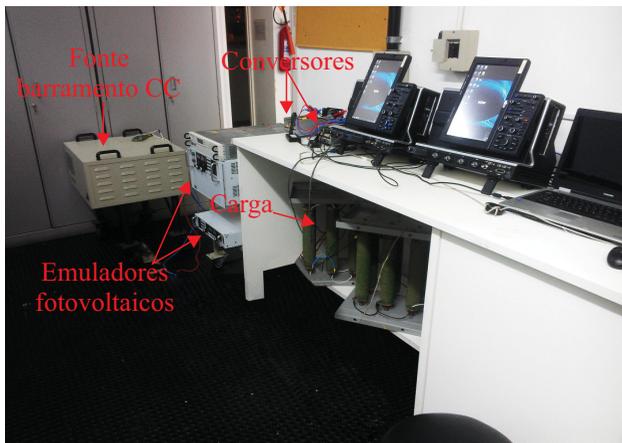


Figura 6.13- Visão geral da bancada de teste para dois conversores conectados em paralelo com o barramento CC.

A Figura 6.13 ilustra a visão geral da bancada de teste, composta pelas já nomeadas fontes, os dois conversores Boost *Interleaved* idênticos ao da Figura 6.1, a carga para drenar a potência gerada, assim como, os osciloscópios e computador para obter e processar os resultados.

6.4.1 Rastreamento do ponto de máxima potência

Nesta etapa, o barramento CC do sistema terá uma tensão fixada em 380 V e os arranjos fotovoltaicos serão emulados para condições ambientais idênticas: temperatura de 45 °C e irradiância solar de 600 W/m², possibilitando uma potência máxima em torno de 1 kW. A Figura 6.14 ilustra as formas de onda: tensão, potência e corrente dos subsistemas, identificados pelos índices subscritos 1 e 2. Nota-se a diferença entre a corrente gerada em cada fonte, que se deve às características internas, mas que apresentam semelhante valor médio.

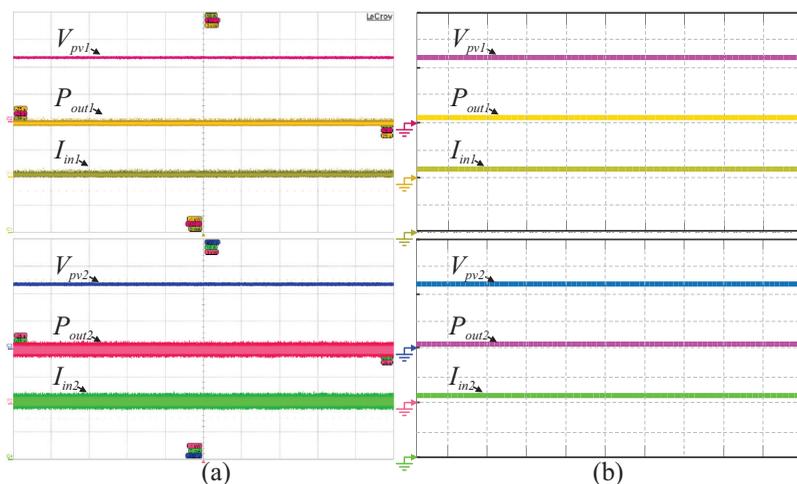


Figura 6.14- Operação dos subsistemas fotovoltaicos como *MPPT* sob as mesmas condições ambientais. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

A Figura 6.15 apresenta as formas de onda experimentais e de simulação da tensão, da potência e da corrente dos subsistemas quando expostos a duas condições ambientais distintas. O primeiro arranjo opera com temperatura de 65 °C e irradiância solar de 318 W/m², gerando aproximadamente 500 W de potência, enquanto o segundo permanece nas mesmas condições do ensaio anterior. Nota-se nas tensões de entrada dos

conversores V_{pv1} e V_{pv2} uma pequena diferença de valor médio, mesmo para uma variação de 20 °C, oposto ao que ocorre com suas correntes I_{in1} e I_{in2} , onde a corrente do segundo conversor é quase duas vezes maior que a corrente do primeiro. Isto se deve ao fato de a irradiância solar emulada no conversor 2 ter sido reduzida aproximadamente à metade.

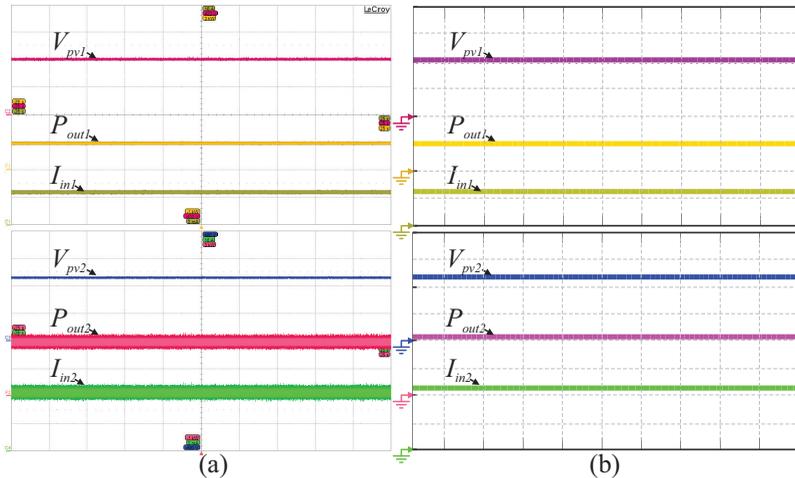


Figura 6.15- Operação dos subsistemas fotovoltaicos como *MPPT* sob as distintas condições ambientais. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensões: 100 V/div; Potência: 500 W/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

6.4.2 Controle de sobretensão

Para testar a estratégia de controle contra sobretensão, a tensão do barramento CC foi elevada gradativamente até 420 V, mantida neste valor por um curto período e, posteriormente, trazida novamente a 380 V. A seguir serão apresentados os resultados experimentais e de simulação resultantes da operação de ambos os subsistemas que, inicialmente, foram ajustados para processarem a mesma potência e, posteriormente, potências diferentes.

Para ao primeiro caso (potências iguais), a tensão do barramento CC foi alterada conforme é ilustrado na Figura 6.16. Devido à dificuldade para reproduzir a variação experimental da tensão do barramento no ambiente de simulação, optou-se por alterá-la mediante degraus incrementais nos pontos que se consideraram de maior relevância.

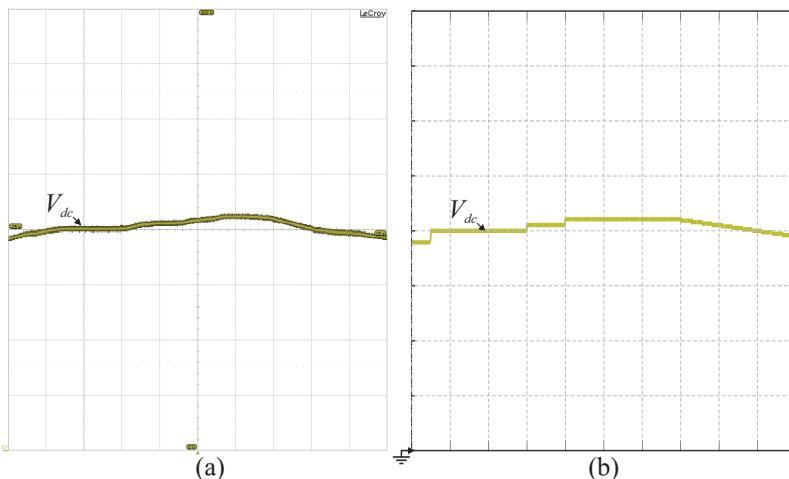


Figura 6.16- Tensão do barramento CC com os subsistemas em operação sob condições ambientais semelhantes para verificação da atuação da estratégia de controle contra sobretensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Como ilustrado na Figura 6.17, os conversores inicialmente estão operando no *MPP* até que haja o incremento na tensão do barramento CC, em aproximadamente 3 s. Neste instante, os conversores entram no modo controle contra sobretensão, onde as tensões nos terminais dos arranjos fotovoltaicos se elevam gradativamente, conforme a tensão do barramento CC também se eleva, até atingirem o valor da tensão de circuito aberto, próximo dos 24 s. Percebe-se que nesta condição (circuito aberto) ambos os arranjos fotovoltaicos deixam de gerar energia (período entre 30-43 s). Contudo, na medida em que a tensão do barramento CC novamente se aproxima de 380 V, o ponto de operação dos arranjos fotovoltaicos tende novamente ao ponto de máxima potência.

No segundo experimento realizado, as condições ambientais para operação de um dos arranjos fotovoltaicos foram modificadas, implicando em um decréscimo de 50% da potência gerada. Para levar o sistema ao controle contra sobretensão, o perfil da tensão do barramento CC foi ajustado conforme ilustrado na Figura 6.18.

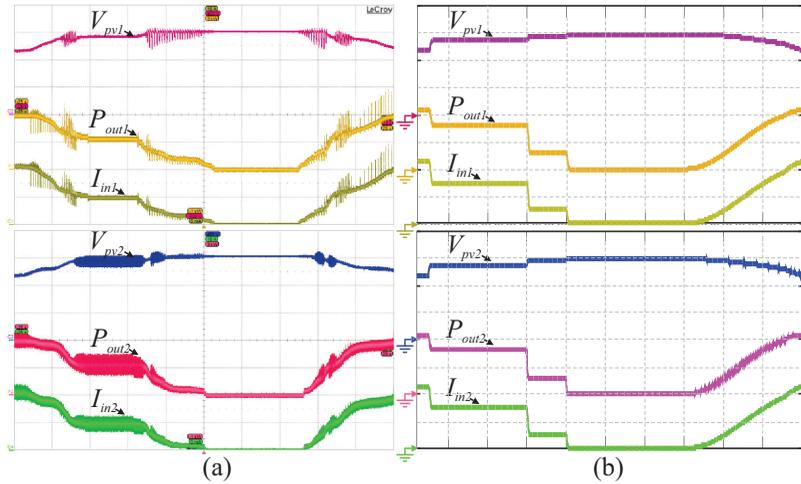


Figura 6.17- Principais formas de onda dos conversores operando no modo de controle contra sobretensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

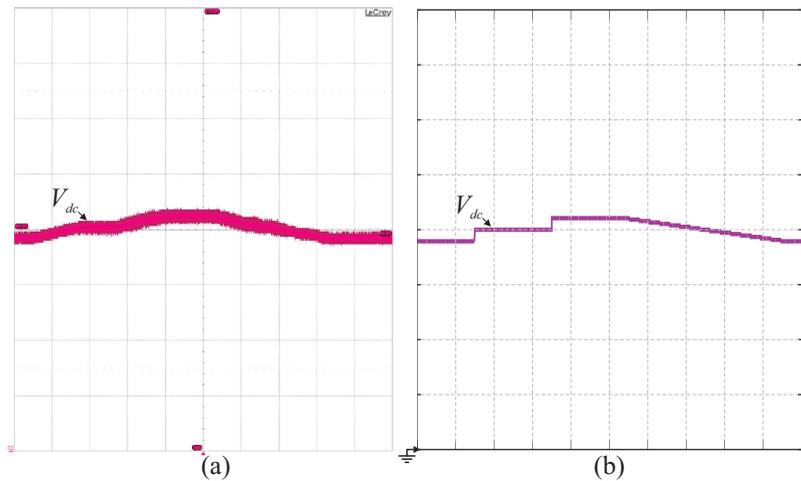


Figura 6.18- Tensão do barramento CC com os subsistemas em operação sob condições ambientais diferentes para verificação da atuação da estratégia de controle contra sobretensão Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

O comportamento da tensão, da corrente e da potência em cada conversor, para este experimento, são apresentadas na Figura 6.19, onde

inicialmente o sistema se encontra no *MPPT* até que a tensão do barramento CC se torne maior que 390 V. A partir deste momento, o controle contra sobretensão é executado, elevando a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico e reduzindo a corrente gradualmente, até atingir 0 A e permanecer assim no intervalo entre 20-30 s. Posteriormente, a tensão do barramento CC é decrementada, implicando aumento gradativo da corrente de ambos os subsistemas, até 40 s, quando os conversores retornam a operar como *MPPT*.

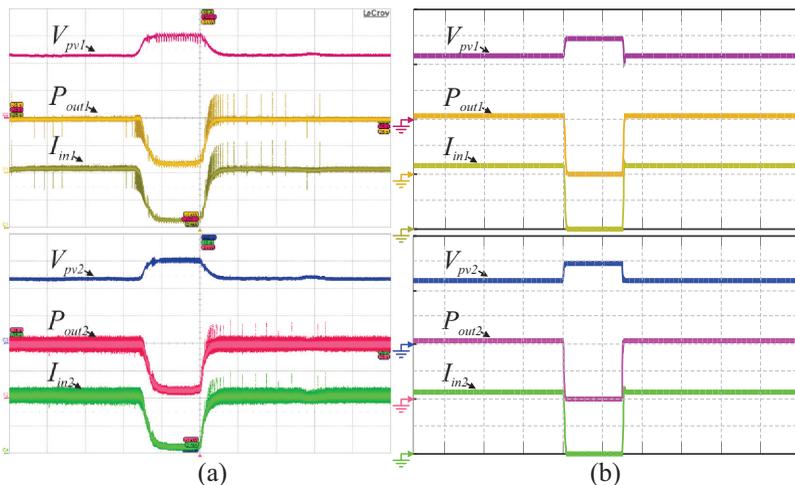


Figura 6.19- Principais formas de onda dos subsistemas operando no modo de controle contra sobretensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

6.4.3 Controle de subtensão

Neste ensaio, a tensão do barramento CC foi reduzida gradativamente de 380 para 350 V, visando levar o sistema a operar no modo de controle contra subtensão para, posteriormente, retornar ao *MPP*, com tensão acima de 360 V.

A seguir será apresentado o comportamento dos subsistemas expostos ao controle de subtensão. Inicialmente, nas mesmas condições ambientais e, posteriormente, sob condições distintas.

A Figura 6.20 ilustra o comportamento da tensão no barramento CC durante a realização do ensaio, enquanto na Figura 6.21 ilustram-se os resultados obtidos.

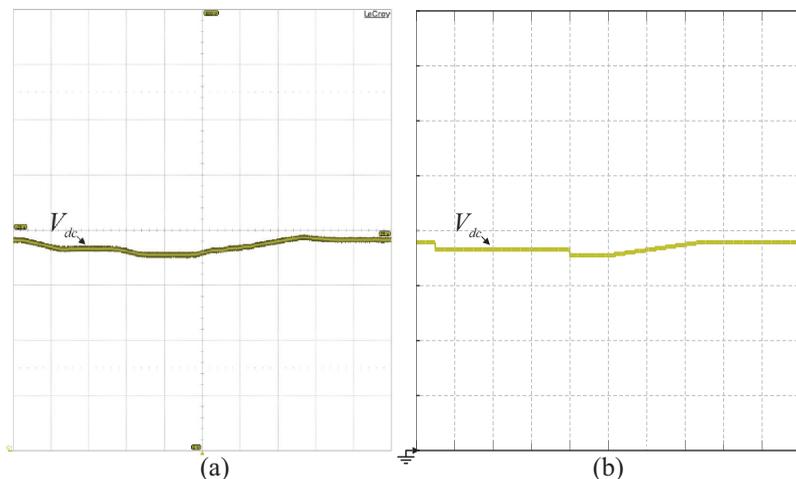


Figura 6.20- Tensão do barramento CC para os dois operando sob condições ambientais semelhantes para verificação da atuação da estratégia de controle contra subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

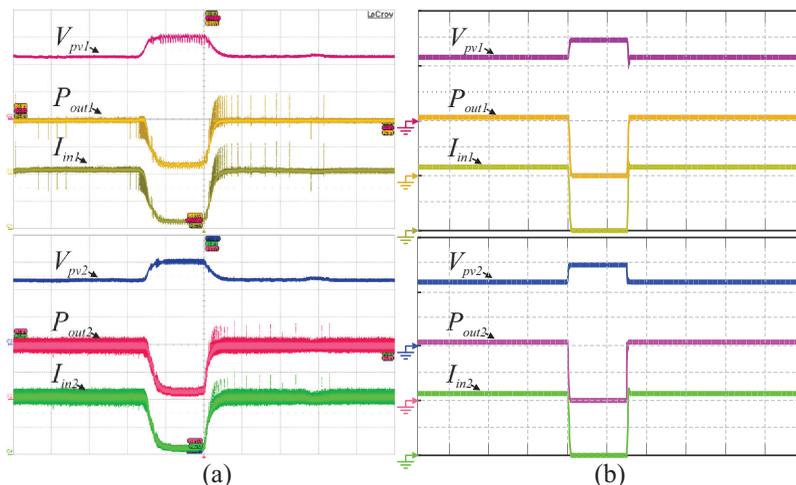


Figura 6.21- Principais formas de onda dos conversores operando no modo controle de contra subtensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado.

Percebe-se na Figura 6.21 que mesmo com redução na tensão do barramento CC, o sistema segue operando no *MPP*, até que o patamar de

360 V seja alcançado, aos 20 s, aproximadamente. Neste instante, a estratégia de controle contra subtensão é inicializada, fato que leva os arranjos fotovoltaicos ao circuito aberto e, como consequência, deixam de gerar energia, permanecendo assim por um período de 10 s. Após a tensão do barramento CC aumentar além de 360 V, os subsistemas voltam a operar no *MPP*.

Para o segundo ensaio, as condições ambientais em um dos arranjos fotovoltaicos são modificadas, objetivando uma geração máxima de potência em torno de 500 W. Tal ensaio permite verificar o comportamento dos subsistemas com diferentes capacidades de geração quando submetidos à tensão de barramento CC inferior de 360 V.

Neste experimento, o sistema inicialmente encontra-se no *MPP* até que uma redução gradual da tensão do barramento fosse iniciada, levando-a ao patamar 350 V. Após ser mantida nesse ponto de operação por cerca de 10 s, a referida tensão retorna a seu valor inicial de 380 V, como ilustrado na Figura 6.22.

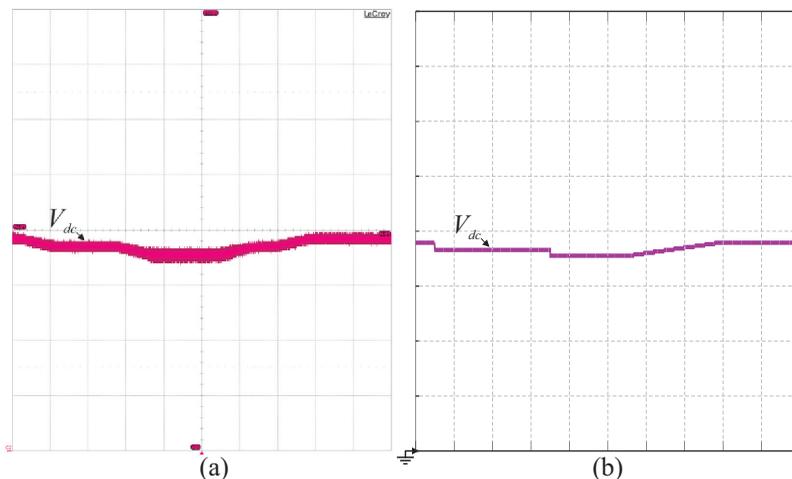


Figura 6.22- Tensão do barramento CC com os dois subsistemas operando sob condições ambientais diferentes para verificação da atuação da estratégia de controle contra subtensão. Escalas- tempo: 5 s/div; Tensão: 100 V/div. Resultado experimental (a) e simulado (b).

Uma vez que a tensão do barramento CC atinge 360 V, o sistema começa a operar no modo de controle contra subtensão, o que faz com que, quase que instantaneamente, a tensão dos dois arranjos fotovoltaicos seja levada ao valor de circuito aberto e, conseqüentemente, suas correntes e

potências de saída, se anularem. Nota-se, na Figura 6.23, que apesar de os arranjos fotovoltaicos estarem submetidos a condições ambientais diferentes, o tempo decorrido para que as tensões fotogeradas atinjam o circuito aberto é o mesmo.

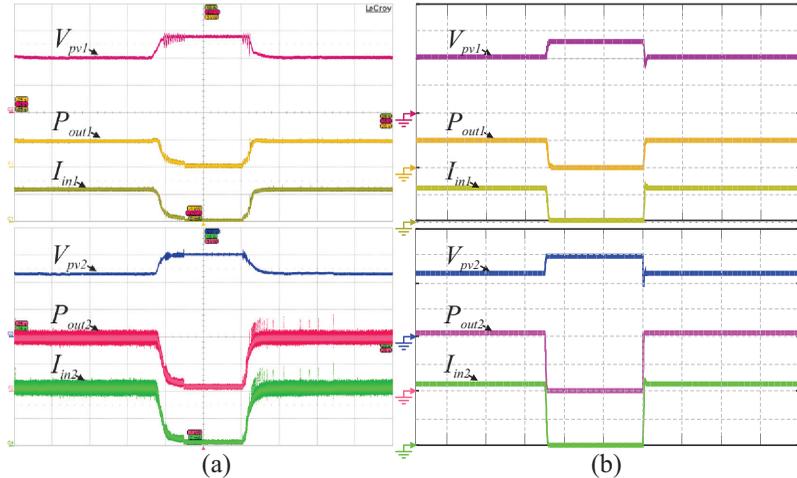


Figura 6.23- Principais formas de onda dos conversores operando no modo controle contra subtensão. Escala- tempo: 5 s/div; Tensão 100 V/div; Corrente: 2 A/div. Resultado experimental (a) e simulado.

6.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais e oriundos de simulação obtidos a partir da operação do sistema proposto. Primeiramente, apresentaram-se os resultados do conversor operando em malha aberta com tensão de entrada fixa, verificando-se sua eficiência e o comportamento sob condições nominais.

Em seguida, por meio da fonte modelo XR 600-9,9 foi emulado um arranjo fotovoltaico composto por 10 módulos, com o qual se validou o método *MPPT-temp V_{oc}* para três condições ambientais distintas. Obtiveram-se resultados satisfatórios, com rápida resposta transitória e elevada eficiência.

Posteriormente, foram avaliados os métodos de controle contra sobretensão e subtensão, cujos resultados permitiram verificar a redução gradual da potência entregue pelo arranjo fotovoltaico quando a tensão do barramento CC ultrapassa 390 V, bem como sua redução quase instantânea,

quando a referida tensão torna-se inferior a 360 V.

Finalmente, foram apresentados os resultados experimentais e de simulação para um sistema composto por dois subsistemas fotovoltaicos idênticos, injetando energia no barramento CC, considerando similares e distintas condições ambientais. Validaram-se as estratégias para controle dos conversores como *MPPT*, bem como para proteção contra sub e sobretensão. Os excelentes resultados obtidos mostram que a técnica pode ser estendida para o caso em que mais de dois conversores estejam conectados em paralelo ao barramento CC.

CONCLUSÃO GERAL

Nesta dissertação foram apresentados o estudo, o projeto, a análise e a implementação de uma estratégia orientada ao controle da tensão do barramento CC de uma microrrede, compartilhado por subsistemas fotovoltaicos independentes entre si. Os resultados obtidos foram satisfatórios no que diz respeito à proteção do sistema na ocorrência de sobretensão ou subtensão, bem como na condição em que os arranjos fotovoltaicos operam no ponto de máxima potência.

Para que uma simulação realística do sistema proposto fosse realizada, com a finalidade de verificar seu comportamento antes da implementação prática, percebeu-se a necessidade de desenvolver um modelo acurado que descrevesse as características elétricas de módulos e arranjos fotovoltaicos. A modelagem matemática apresentada baseou-se na solução de um sistema de equações determinado a partir de informações extraídas dos catálogos de fabricantes de módulos fotovoltaicos. As curvas fornecidas pelos fabricantes foram comparadas às obtidas experimentalmente para três módulos diferentes, e os resultados obtidos validaram a modelagem e geraram um modelo de arranjo utilizado durante a realização das simulações do sistema.

Por meio da análise de ganho estático entre a tensão gerada pelo arranjo fotovoltaico, quando submetido à faixa de possível variação de temperaturas em Florianópolis, e a do barramento CC, estabelecida nominalmente em 380 V, se detectou a necessidade de utilizar um conversor CC-CC com características de elevação de tensão, sendo o conversor Boost *Interleaved* o escolhido para essa finalidade. Resultados experimentais mostraram que o conversor operou em condições nominais com eficiência superior a 98%.

Com o intuito de extrair a máxima potência possível do arranjo fotovoltaico, implementou-se o método *MPPT-temp V_{oc}* , por apresentar-se como o mais adequado para a aplicação proposta, sendo também de simples implementação, menor custo e alta eficiência, se comparado aos demais métodos inicialmente elencados.

Como o sistema fotovoltaico proposto faz parte de uma microrrede híbrida, dois cenários de operação são possíveis: no primeiro, a tensão do barramento CC é regulada por um segundo estágio. Nessa condição, os subsistemas fotovoltaicos foram controlados para operarem no *MPP*. A técnica de rastreamento de máxima potência utilizada apresentou, no pior caso, rendimento de 98%.

No segundo cenário não há regulação da referida tensão, assim, como a carga do barramento CC nem sempre pode drenar toda a energia gerada pelos arranjos fotovoltaicos, foram estudadas e analisadas técnicas de controle para prevenção de sobretensão ou subtensão no barramento. No caso de sobretensão, optou-se por reduzir a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico gradualmente, conforme o aumento da tensão do barramento CC, por meio da redução da razão cíclica de operação dos conversores utilizados. Por outro lado, optou-se por desligar o sistema imediatamente à ocorrência de subtensão, prevenindo o mau funcionamento de equipamentos conectados ao barramento.

Finalmente, os estudos desenvolvidos na presente dissertação foram validados por meio da implementação prática e obtenção de resultados experimentais, que além de comprovarem o adequado funcionamento das estratégias de controle propostas, validaram os modelos utilizados nas simulações e mostraram que a operação ocorre de forma estável, em quaisquer dos cenários analisados.

- [1]. R. F. Coelho. “Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis”. Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis- SC, 2013.
- [2]. M. Shahidehpour, "Role of smart microgrid in a perfect power system," Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE, vol, no, pp.1-1,2010.
- [3]. Global market outlook for photovoltaics 2013-2017.Bruxelas - Bélgica: Epia, v. 3, 2013.
- [4]. L. Rese. “Modelagem, análise de estabilidade e controle de microrredes de energia elétrica”. Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianopolis –SC, 2013.
- [5]. P. Basak, S. Chowdhury, S. Halder, S. P. Chowdhury. “A literature review on integration of distributed energy resources in the perspective of control, protection and stability of microgrid”, Renewable and sustainable energy reviews, 2012, Elsevier, vol 16, pp 5545-5556, 2012.
- [6]. R. Islam, H. A. Gabbar. “Study of micro grid safety and protection strategies with control system infrastructures”. Smart grid and renewable energy, 2012, Scientific Research, Vol 3, pp 1-9. 2012.
- [7]. A. Oudalova, A. Fidigattibfd. “Adaptative network protection in microgrid”, 2015. [online]:www.microgrids.eu/documents/519.pdf
- [8]. H. Nikkhajoei and R. H. Lasseter. “Microgrid protection”. IEEE PES general meeting, Tampa, 2007, pp 1-6.
- [9]. R. Backstrom, D. A. Din. “Firefighter safety and photovoltaic installations research project”. Underwriters Laboratoires, 2011.
- [10]. L. Mathe; D. Sera; S.V. Spataru, C. Kopacz; F. Blaabjerg; T. Kerekes. "Firefighter Safety for PV Systems: A Solution for the Protection of Emergency Responders from Hazardous dc Voltage" in Industry Applications Magazine, IEEE, vol.21, no.3, pp.75-84, 2015
- [11]. I. Kondratiev; R. Dougal"Current Distribution Control Design for Paralleled DC/DC Converters Using Synergetic Control Theory," in Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, vol, no, pp.851-857, 17-21 June 2007.
- [12]. B.H. Cho; H.S. Bae; J.H. Lee, "Review of current mode control

- schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters" in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, vol., no., pp.202-210, 17-20 May 2009.
- [13]. R.B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control [power converters]" in *IEEE Transactions, on Power Electronics*, vol.6, no.2, pp.271-280, Apr 1991.
- [14]. W. Tang; F.C. Lee, R.B. Ridley; Cohen, I., "Charge control: modeling, analysis, and design" in *IEEE Transactions, on Power Electronics*, vol.8, no.4, pp.396-403, Oct 1993.
- [15]. J. Young-Seok; L. Jun-Young; Y. Myung-Joong "A new small signal modeling of average current mode control" in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol.2, no., pp.1118-1124 vol.2, 17-22 May 1998.
- [16]. V.P. Oberto; M.D. Depexe; T.C. Naidon; A. Campos, "An improved droop control strategy for load current sharing in output parallel-connected DC-DC converters" in *2014 11th IEEE/IAS International Conference, on Industry Applications (INDUSCON)*, vol., no., pp.1-7, 7-10 Dec. 2014.
- [17]. G. A. Damazo. "Controle de modos deslizantes aplicados em sistemas com atraso e acesso somente na saída". Dissertação de mestrado. Faculdade de engenharia. Universidade Paulista, São Paulo-SP, 2008.
- [18]. R. Haroun, A. El Aroudi; A. Cid-Pastor; L. Martinez-Salamero, "Sliding Mode Control of output-parallel-connected two-stage boost converters for PV systems" in *Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2014 11th International* vol., no., pp.1-6, 11-14 Feb. 2014.
- [19]. A. Girard; G.J. Pappas, "Approximate hierarchies of linear control systems" in *2007 46th IEEE Conference, on Decision and Control*, vol., no., pp.3727-3732, 12-14 Dec. 2007.
- [20]. Y. Guan; J.C. Vasquez; J.M. Guerrero; Y. Wang; W. Feng, "Frequency Stability of Hierarchically Controlled Hybrid Photovoltaic-Battery-Hydropower Microgrids" in *IEEE Transactions, on Industry Applications*, vol.PP, no.99, pp.1-1.
- [21]. F. He; Z. Zhao; L. Yuan; T. Lu "Control of parallel grid-connected photovoltaic inverters with common DC bus" in *Renewable Power Generation Conference (RPG 2013), 2nd IET*, vol., no., pp.1-4, 9-11 Sept. 2013.
- [22]. Han-Dong Gui; Yue Zhang; Zhiliang Zhang; Yan-Fei Liu, "An optimized efficiency-based control strategy for islanded paralleled PV micro-converters" in *Applied Power Electronics Conference and*

- Exposition (APEC), 2015 IEEE*, vol., no., pp.229-234, 15-19 March 2015.
- [23]. C. Olalla; D. Clement; M. Rodriguez, D. Maksimovic, "Architectures and Control of Submodule Integrated DC–DC Converters for Photovoltaic Applications" in *IEEE Transactions, on Power Electronics*, vol.28, no.6, pp.2980-2997, June 2013.
- [24]. A. Khorsandi; M. Ashourloo; H. Mokhtari, "A Decentralized Control Method for a Low-Voltage DC Microgrid" in *IEEE Transactions, on Energy Conversion*, vol.29, no.4, pp.793-801, Dec. 2014.
- [25]. Jianhua Yuan; Feng Gao; Houlei Gao; Hua Zhang; Jiang Wu, "An adaptive control strategy for parallel operated photovoltaic inverters" in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol.3, no., pp.1522-1526, 2-5 June 2012.
- [26]. I.U. Nutkani; Poh Chiang Loh; Peng Wang; F. Blaabjerg. "Autonomous Droop Scheme With Reduced Generation Cost" in *IEEE Transactions, on Industrial Electronics*, vol.61, no.12, pp.6803-6811, Dec. 2014.
- [27]. Tsai-Fu Wu; Chia-Ling Kuo; Kun-Han Sun; Yu-Kai Chen; Yung-Ruei Chang; Yih-Der Lee, "Integration and Operation of a Single-Phase Bidirectional Inverter With Two Buck/Boost MPPTs for DC-Distribution Applications" in *IEEE Transactions, on Power Electronics*, vol.28, no.11, pp.5098-5106, Nov. 2013.
- [28]. Solar Cells the three generations. Disponível em: <http://plasticphotovoltaics.org/lc/lc-solarcells/lc-introduction.html>. Data de consulta: 17/02/2015.
- [29]. O Efeito Fotovoltaico. Disponível em: <http://www.blue-sol.com/energia-solar/energia-solar-como-funciona-o-efeito-fotovoltaico/>. Data de consulta: 19/02/2015.
- [30]. Coelho, R. F. "Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos". Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis- SC,2008.
- [31]. Agencia Estatal de Meteorología."La Radiación Solar". Disponível em:http://www.aemet.es/documentos/es/eltiempo/observacion/radiacion/Radiacion_Solar.pdf. Data de consulta: 19/02/2015.
- [32]. J. Djalma, R. Gariba. "Unidades Métricas correlacionadas à Temperatura". Disponível em: http://www.forp.usp.br/restauradora/pg/textos_tecnicos/metrologia/metrologia_temperatura.html. Data de consulta: 19/05/2015.
- [33]. D. Jena; V.V. Ramana, "Simple and accurate method of modeling Photovoltaic module: A different approach" *Green Computing*,

- Communication and Conservation of Energy (ICGCE), 2013 International Conference on, vol., no., pp.465, 469, 12-14 Dec. 2013
- [34]. Ishaque. Kashif, Salam Zainal, H. Taheri. “Accurate matlab simulink PV system simulator based on a two-diode model”. Journal of Power Electronic, vol. 11, No 2, pp 179-187, março 2011.
- [35]. PSIM. Solar Module (physical model). 2010.
- [36]. Pandiarajan. N, Muthu. R. “Mathematical modeling of photovoltaic module with Simulink”. International coference on electrical energu systems (ICEES), 3-5 jan 2011, pp 314,319.
- [37]. Lessa. Tofoli. F, Castro Pereira D, Lopes. Marinho. F, Josias. W. “Comparison among Mathematical models of the photovoltaic cell for computer simulation purposes”. Internatioanl Journal of photoenergy. Hindawi. 2014; (573792):1-11.
- [38]. Bellia. Habbati, Youcef. R, Fatima M. “A detailed modeling of photovoltaic module using Matlab.” NRIAG. 2014 may; (3): pp 53-61.
- [39]. Patel. M. R. “Wind and Solar power systems”. 2ª Edição. EE.UU. Taylor and Francis Group. 2006. pp 163-183.
- [40]. Sendra. A. S, Smith. C. K. “Circuitos Microelectrónicos”. 4ªedição. Inglaterra. Oxford University press México; 1999. pp. 140-157.
- [41]. Kyocera. KC200GT. Disponível em: <http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5195.pdf>
- [42]. Kyocera. Installation manual for the KC125GT- KC200GT. Disponível em: <http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5183.pdf>
- [43]. Manz. “Datenblantt Manz CIGS-Modul M-GCS112”. Disponível em: http://www.manz.com/ecomaXL/files/Manz_Datenblaetter_CIGS-Module.pdf&download=1
- [44]. Tsmc solar. “TS CIGS series high-efficiency CIGS solar module”. Disponível em: https://estg-zonnepanelen.nl/media/wysiwyg/TSMC/en_TSMC_CIGS_C2.pdf
- [45]. Dados da rede de estações do INMET [Internet]: Brasília. Disponível em: <http://www.inmet.gov.br/portal/index.php?r=bdmep/bdmep>.
- [46]. Martins, D. C; Barbi. “Conversores CC-CC Básicos Não Isolados”. 3. ed. Florianópolis: do Autor, 2008. 380 p.
- [47]. Smith, N.; McCann, R., “Analysis and simulation of a multiple input interleaved boost converter for renewable energy applications”.Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2014 IEEE 36th International, vol., no., pp.1,7, Sept. 28 2014-Oct. 2 2014.
- [48]. Ramaprabha, R.; Balaji, K.; Bhargav Raj, S.; Logeshwaran, V.D., “Analysis of Photovoltaic system fed Interleaved Boost Converter”.

- Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET), on 2012 International Conference, vol., no., pp.399,403, 21-22 March 2012.
- [49]. Radianto, D.; Shoyama, M., “Anfis based a two-phase interleaved boost converter for photovoltaic system”. Innovative Computing Technology (INTECH), on 2014 Fourth International Conference, vol., no., pp.19,24, 13-15 Aug. 2014.
- [50]. Ancuti, M.-C.; Svoboda, M.; Musuroi, S.; Hedes, A.; Olarescu, N.-V.; Wienmann, M., “Boost interleaved PFC versus bridgeless boost interleaved PFC converter performance/efficiency analysis”. Applied and Theoretical Electricity (ICATE), on 2014 International Conference, vol., no., pp.1,6, 23-25 Oct. 2014.
- [51]. Rahavi, J.S.A.; Kanagapriya, T.; Seyezhai, R., “Design and analysis of Interleaved Boost Converter for renewable energy source”. Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET), on 2012 International Conference, vol., no., pp.447,451, 21-22 March 2012.
- [52]. Calderon-Lopez, G.; Forsyth, A.J., “High-Power Dual-Interleaved ZVS Boost Converter with Interphase Transformer for Electric Vehicles”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, vol., no., pp.1078,1083, 15-19 Feb. 2009.
- [53]. Pallavee Bhatnagar, R.K. Nema. “Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications”. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 23, July 2013, Pages 224-241.
- [54]. de Brito, M.A.G.; Junior, L.G.; Sampaio, L.P.; e Melo, G.A.; Canesin, C.A. “Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics”. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, vol., no., pp.524,530, 11-15 Sept. 2011.
- [55]. A. DOLARA, R. FARANDA and S. LEVA, “Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems”. Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 1 No. 3, 2009, pp. 152-162.
- [56]. Diaz, N.; Luna, A.; Duarte, O. “Improved MPPT short-circuit current method by a fuzzy short-circuit current estimator”. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, vol., no., pp.211-218, 17-22 Sept. 2011.
- [57]. Chao Zhang; Dean Zhao; Jinjing Wang; Yi An; Guichang Chen. “A novel two-mode MPPT method for photovoltaic power generation system”. In Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, vol., no., pp.2100-2102,

- 17-20 May 2009.
- [58]. COELHO, R. F; MARTINS, D. C. “An optimized maximum power point tracking method based on pv surface temperature measurement”. INTECH Open Access Publisher, 2012.
- [59]. MARTINS, D. C; COELHO, R F; SANTOS, W. “Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: revisão e novas propostas”. XI COBEP, 2011, Natal. Mini-curso. Natal: -, 2011. p. 1 - 109.
- [60]. Minwon Park; In-Keun Yu. “A study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell”. Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, vol.3, no., pp.2040,2045 Vol. 3, 2-6 Nov. 2004.
- [61]. Coelho, R.F.; Concer, F.M.; Martins, D.C., “A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems”. Industry Applications (INDUSCON), on 2010 9th IEEE/IAS International Conference, vol., no., pp.1,6, 8-10 Nov. 2010.
- [62]. Riccobono, A.; Santi, E. “Comprehensive review of stability criteria for DC distribution systems”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, vol., no., pp.3917,3925, 15-20 Sept. 2012.
- [63]. Ruoyu Hou; Magne, P.; Bilgin, B.; Wirasingha, S.; Emadi, A. “Dynamic analysis of the interaction between an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor and a Constant Power Load”. Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE, vol., no., pp.1,6, 15-18 June 2014.
- [64]. Barruel, F.; Retiere, N.; Schanen, J.L.; Caisley, A. “Stability Approach for Vehicles DC Power Network: Application to Aircraft On-board System”. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. IEEE 36th, vol., no., pp.1163,1169, 16-16 June 2005.
- [65]. Ming Zhao; Xu Yang; Tao Liu; Jilong Liu. “Modeling and stability analysis of a cascaded system composed of photovoltaic simulator and photovoltaic inverter”. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, vol., no., pp.2167,2171, 5-9 Feb. 2012.
- [66]. Xiaogang Feng; Changrong Liu; Zhihong Ye; Lee, F.C.; Borojevic, D. “Monitoring the stability of DC distributed power systems”. Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE, vol.1, no., pp.367,372 vol.1, 1999
- [67]. SANCHEZ, Santiago; MOLINAS, Marta; DEGANO, Marco. “Stability evaluation of a DC micro-grid and future interconnections to an AC system”. Elsevier: Renewable Energy, Nottingham, v. 2014,

- n. 62, p.649-656, 17 set. 2013.
- [68]. OGATA, Katsuhiko. “Ingeniería de control moderna”. 3.ed. Minnesota: Pearson, 1998. 1015 p.
- [69]. MARTINS, D. C.; BARBI, I. “Conversor CC-CC Básicos não isolados”. 3. ed. Florianópolis: do Autor, 2008. 378 p.
- [70]. ERICKSON, R W.; MAKSIMONVIC, D. “Fundamentals of Power Electronics”. 2 ed. Secaucus: Springer-verlag, 2004. 883 p.
- [71]. Bascope, G.V.T.; Barbi, I, “Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells”. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, vol.2, no., pp.858,863 vol.2, 2000.
- [72]. ORTMANN, Márcio Silveira. “Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados”. 2012. 288 f. Tese (Doutorado) - Curso de Elétrica, INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [73]. Fang Luo; Shuo Wang; Wang, F.; Boroyevich, D.; Gazel, N.; Yong Kang. “Common mode voltage in DC-fed motor drive system and its impact on the EMI filter” in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, vol., no., pp.1272-1278, 21-25 Feb. 2010.

APÊNDICE 1

Especificações dos módulos e arranjo fotovoltaicos

- Especificações do módulo fotovoltaico KC200GT fabricado pela Kyocera

As especificações do módulo fotovoltaico KC200GT foram obtidas dos catálogos fornecidos pelos fabricantes [41] e [42].

Tabela A.7.1- Especificações do módulo Kyocera KC200GT

Especificações a $G=1000 \text{ W/m}^2$, $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$ Condições padrões de teste		
Potência máxima	P_m^{stc}	200 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{stc}	26,3 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{stc}	7,61 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{stc}	32,9 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{stc}	8,21 A
Máxima tensão do sistema	V_{max}	600 V
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	β_{sc}	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	α_{oc}	$-1,23 \cdot 10^{-1} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	α_{mp}	$-1,40 \cdot 10^{-1} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Especificações a $G=800 \text{ W/m}^2$, $T=47 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$. Temperatura de operação nominal da célula		
Potência máxima	P_{mp}^{NOCT}	142 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{NOCT}	23,2 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{NOCT}	6,13 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{NOCT}	29,9 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{NOCT}	6,62 A
Número de células por módulo	N_s	54

- Especificações do módulo fotovoltaico M-GCS112E090 fabricado pela Manz

As especificações do módulo fotovoltaico M-GCS112E090 foram obtidas dos catálogos fornecidos pelos fabricantes em [43].

Tabela A.7.2 Especificações do módulo Manz M-GCS112E090

Especificações a $G=1000 \text{ W/m}^2$, $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$ Condições padrões de teste		
Potência máxima	P_m^{stc}	90 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{stc}	71,1 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{stc}	1,30 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{stc}	91,12 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{stc}	1,40 A
Máxima tensão do sistema	V_{max}	1000 V
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	β_{sc}	$50 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	α_{oc}	$-2,9 \cdot 10^{-1} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	α_{mp}	$-3,6 \cdot 10^{-1} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Número de células por módulo	N_s	134

- Especificações do módulo fotovoltaico TS-150C2 fabricado pela TSMC solar

As especificações do módulo fotovoltaico TS-150C2 foram obtidas dos catálogos fornecidos pelos fabricantes [44].

Tabela A.7.3- Especificações do módulo TSMC TS-150C2

Especificações a $G=1000 \text{ W/m}^2$, $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$. Condições padrões de teste		
Potência máxima	P_m^{stc}	150 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{stc}	65,5 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{stc}	2,29 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{stc}	86,6 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{stc}	2,62 A
Máxima tensão do sistema	V_{max}	1000 V
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	β_{sc}	$0,001\% I_{sc}^{NOCT} \text{ A}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	α_{oc}	$-0,29\% V_{oc}^{NOCT} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	α_{mp}	$-0,30\% P_{mp}^{NOCT} \text{ V}/^\circ\text{C}$
Especificações a $G=800 \text{ W/m}^2$, $T=47 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$. Temperatura de operação nominal da célula		
Potência máxima	P_{mp}^{NOCT}	113,2 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{NOCT}	61,8 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{NOCT}	1,83 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{NOCT}	79,4 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{NOCT}	2,1 A
Número de células por módulo	N_s	133

- Especificações do arranjo fotovoltaico composto por dez módulos em série KC200GT, fabricados pela Kyocera

As especificações do módulo fotovoltaico KC200GT foram obtidas dos catálogos fornecidos pelos fabricantes [41] e [42].

Tabela A.7.4- Especificações arranjo fotovoltaico KC200GT

Especificações a $G=1000 \text{ W/m}^2$, $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$. Condições padrões de teste		
Potência máxima	P_m^{stc}	2 kW
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{stc}	263 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{stc}	7,61 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{stc}	329 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{stc}	8,21 A
Máxima tensão do sistema	V_{max}	6000 V
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	β_{sc}	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	α_{oc}	$-1,23 \text{ V/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	α_{mp}	$-1,40 \text{ V/}^\circ\text{C}$
Especificações a $G=800 \text{ W/m}^2$, $T=47 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM=1,5$. Temperatura de operação nominal da célula		
Potência máxima	P_{mp}^{NOCT}	1.42 kW
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{NOCT}	232 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{NOCT}	6,13 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{NOCT}	299 V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{NOCT}	6,62 A
Número de células por módulo	N_s	540

