



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Pedro Augusto Ramos de Freitas

**PROPOSTA DE TÉCNICA DE CONTROLE INDIRETO DA
TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO FOTOVOLTAICO
PARA SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA
UTILIZANDO REDUZIDO NÚMERO DE SENSORES**

Uberlândia
2024

Pedro Augusto Ramos de Freitas

**PROPOSTA DE TÉCNICA DE CONTROLE INDIRETO DA
TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO FOTOVOLTAICO
PARA SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA
UTILIZANDO REDUZIDO NÚMERO DE SENSORES**

Tese de doutorado submetida à Universidade Federal de Uberlândia (UFU) perante a banca de examinadores como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia / Energias Renováveis.

Orientador: Gustavo Brito de Lima.

Uberlândia
2024

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

F866
2024

Freitas, Pedro Augusto Ramos de, 1990-
Proposta de técnica de controle indireto da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico para seguimento do ponto de máxima potência utilizando reduzido número de sensores [recurso eletrônico] / Pedro Augusto Ramos de Freitas. - 2024.

Orientador: Gustavo Brito de Lima.

Coorientador: Lucas Pereira Pires.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.te.2024.273>

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica. I. Lima, Gustavo Brito de, 1986-, (Orient.). II. Pires, Lucas Pereira, 1992-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, 334, PPGEELT				
Data:	Cinco de abril de dois mil e vinte e quatro	Hora de início:	08h00	Hora de encerramento:	11h30
Matrícula do Discente:	11923EEL004				
Nome do Discente:	Pedro Augusto Ramos de Freitas				
Título do Trabalho:	Proposta de técnica de controle indireto da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico para seguimento do ponto de máxima potência utilizando reduzido número de sensores				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos de Freitas. Título do projeto: Estratégia de controle baseada no monitoramento da largura de pulso de comando dos interruptores dispensando o uso de sensores de tensão e corrente no lado cc de painéis fotovoltaicos. Agência financiadora: Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico. Número do processo na agência financiadora: 314353/2021-6. Vigência do projeto: 2019 - Atual.				

Reuniu-se por meio de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Professores Doutores: Luciano Coutinho Gomes (UFU), Fernando Cardoso Melo (UNB), Rodrigo Rimoldi de Lima (UFTM), Moacyr Aureliano Gomes de Brito (UFMS) e Gustavo Brito de Lima, orientador do discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Dr. Gustavo Brito de Lima, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Rodrigo Rimoldi de Lima, Usuário Externo**, em 05/04/2024, às 11:43, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luciano Coutinho Gomes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 05/04/2024, às 11:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Usuário Externo**, em 05/04/2024, às 11:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fernando Cardoso Melo, Usuário Externo**, em 05/04/2024, às 11:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Gustavo Brito de Lima, Professor(a) do Magistério Superior**, em 05/04/2024, às 11:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5250769** e o código CRC **FD9C056C**.

*Aos meus pais Luiz Carlos e Americilda,
Ao meu irmão e mentor Luiz Carlos Gomes de Freitas
Ao meu orientador Gustavo Brito,
À minha noiva Débora,
Aos amigos e família que me apoiaram durante este trabalho.*

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus pois sem ele nada disto seria possível.

Ao professor orientador Gustavo Brito de Lima, pela sua amizade e auxílio durante todo o processo de elaboração deste trabalho.

Aos meus pais, Americilda e Luiz Carlos, pela compreensão e apoio.

À minha noiva Débora pelo carinho e apoio emocional.

Aos meus amigos de trabalho por toda a colaboração e orientação providas.

Por fim, agradeço a todos que de forma direta ou indireta contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

O presente trabalho busca o avanço no setor da energia solar fotovoltaica, uma vez que é proposta uma nova estratégia de controle GMPPT (*Global Maximum Power Point Tracking*) por meio de sensoriamento da corrente injetada na rede. As principais contribuições desta pesquisa referem-se à redução e simplificação do circuito de potência e a simplificação da lógica de controle, posto que esta se resume ao monitoramento do tempo em que as chaves do braço de alta frequência do inversor permanecem fechadas. Este tempo de chave fechada está diretamente associado à corrente injetada na rede e indiretamente associado à tensão do barramento CC, funcionando como indicador para a atuação da técnica de GMPPT proposta. Foram realizados ensaios experimentais e de simulação para diferentes condições de irradiância e temperatura, principais parâmetros da capacidade de geração de energia fotovoltaica, assim como para condições transitórias dos mesmos. Os resultados, em sua maioria, foram satisfatórios, indicando fator de rastreamento superior a 99% em regime permanente validando a eficiência da proposta.

Palavras-chave: Energia fotovoltaica, GMPPT, inversor monofásico, sensor.

Abstract

This study aims for advancements in the photovoltaic energy sector, as it proposes a topology of a single-phase inverter with a new GMPPT (Global Maximum Power Point Tracking) control strategy through the sensing of the current injected into the grid. The main contributions of this research pertain to the reduction and simplification of the power circuit and control logic, given that it is limited to monitoring the time during which the switches of the inverter's high-frequency arm remain closed. This closed switch time is directly associated with the on grid current and indirectly associated with DC bus voltage, serving as an indicator for implementing the proposed GMPPT technique. Experimental and simulation tests were conducted under different irradiance and temperature conditions, which are primary parameters for photovoltaic energy generation capacity, as well as under their transient conditions. The majority of results were satisfactory, indicating a tracking factor exceeding 99% under steady state condition, thus validating the efficiency of our proposal.

Key-words: GMPPT, photovoltaic energy, sensing, single-phase inverter.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	9
LISTA DE TABELAS.....	14
LEGENDAS.....	15
CAPÍTULO 1. INTRODUÇÃO.....	18
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	18
1.2 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS.....	19
1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO.....	21
CAPÍTULO 2. ESTADO DA ARTE.....	22
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	22
2.2 CARACTERÍSTICAS E TENDÊNCIAS DO SETOR ECONÔMICO DA ENERGIA FOTVOLTAICA.....	22
2.3 DESENVOLVIMENTO DE INVERSORES SOLARES.....	31
2.4 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE MÓDULOS FOTVOLTAICOS.....	34
2.5 TÉCNICAS DE MPPT.....	36
2.5.1 Tensão Constante.....	37
2.5.2 Tensão de circuito aberto/Corrente de Curto-Circuito.....	37
2.5.3 Condutância Incremental.....	37
2.5.4 Perturba e Observa (P&O).....	38
2.5.5 Outras técnicas de MPPT.....	39
2.6 Técnicas de GMPPT.....	40
2.7 Considerações Finais.....	42
CAPÍTULO 3. PRINCIPIOS DE OPERAÇÃO.....	43
3.1 INTRODUÇÃO.....	43
3.2 INVERSOR MONOFÁSICO.....	43
3.2.1 Descrição da Topologia.....	44
3.2.2 Etapas de Operação.....	45
3.3 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	48
3.3.1 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO.....	48
3.3.2 Especificação dos Componentes.....	49
FONTE: DADOS DO PRÓPRIO AUTOR.....	51
3.4 LÓGICA DE CONTROLE.....	51
3.4.1 Análise Matemática.....	51
3.4.2 Algoritmo de Controle das Chaves.....	53
FONTE: DADOS DO PRÓPRIO AUTOR.....	53
3.4.3 Técnica de MPPT utilizada.....	54
3.4.4 Técnica da derivada da corrente.....	58
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	61
CAPÍTULO 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	63
4.1 INTRODUÇÃO.....	63
4.2 PARÂMETROS E PROCEDIMENTOS DE SIMULAÇÃO.....	63
4.2.1 Parâmetros de Simulação.....	63
4.2.2 Procedimentos de Simulação.....	65
4.2.3 Resultados de Simulação.....	66

4.2.3.1 Circuito Simulado	66
4.2.3.2 Resultados em Regime Permanente	70
4.2.3.3 Resultados em Regime Transitório	77
4.3 COMPARATIVO COM OUTRAS OBRAS	86
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	86
CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
5.1 INTRODUÇÃO	88
5.2 PARÂMETROS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
5.2.1 <i>Parâmetros Experimentais</i>	88
5.2.1.1 Protótipo Utilizado	89
5.2.2 <i>Resultados Experimentais</i>	91
5.2.2.1 Regime Permanente	91
5.2.2.2 Regime Transitório	106
5.2.2.3 Condição não uniforme de irradiância	108
5.3 COMPARATIVO ENTRE EXPERIMENTAL E SIMULAÇÃO	111
5.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS EXPERIMENTOS PROPOSTOS	113
CAPÍTULO 6	114
6.1 CONCLUSÃO	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	116
APENDICE A – ENSAIOS COMPARATIVOS	124
A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	124
A.2 PARÂMETROS DO CIRCUITO	124
A.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	126
A.3.1 Resultados em Regime Permanente	126
A.3.2 Resultados em Regime Transitório	132
A.4 <i>Comparativo com Trabalhos Anteriores</i>	136
A.4.1 Circuito de Potência e Controle	136
A.4.2 Resultados em Regime Permanente	138
A.4.3 Resultados em Regime Transitório	144

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Participação das Energias Renováveis na Produção Mundial de Energia	23
Figura 2 – Estimativa de investimento mundial de energia no ano de 2020.	23
Figura 3 – Capacidade solar FV global e adições anuais (2010-2020).	24
Figura 4 – Dez países com maior acréscimo de potência fotovoltaica em 2020.	25
Figura 5 – Potencial de geração solar fotovoltaica brasileira: rendimento energético anual.	25
Figura 6 – Gráfico comparativo entre Brasil e o mundo em energia elétrica gerada.	26
Figura 7 – Matriz elétrica brasileira em 2018 e em 2019.	27
Figura 8 – Participação de cada fonte na geração distribuída no Brasil em 2019.	28
Figura 9 – <i>Ranking</i> dos dez países que mais empregam no ramo da energia fotovoltaica.	29
Figura 10 – Separação do custo por Watt de sistemas fotovoltaicos residenciais no mercado dos EUA.	30
Figura 11 – Topologias de inversores Fotovoltaicos: (a) central, (b) inversor <i>string</i> , (c) <i>multi-string</i> e (d) módulo CA (microinversores).	32
Figura 12 – Topologias de inversores monofásicos VSI. (WU e BLAABJERG, 2013).	33
Figura 13 – Topologias de inversores monofásicos CSI.	33
Figura 14 – Curvas características V_{xI} do módulo fotovoltaico KD135SX-UPU: a) para diferentes condições de irradiância. b) para diferentes condições de temperatura de célula.	35
Figura 15 – Topologia do inversor monofásico com comutação <i>hard</i>	44
Figura 16 – Inversor monofásico: primeira etapa de operação	45
Figura 17 – Inversor monofásico: segunda etapa de operação.	46
Figura 18 – Inversor monofásico: terceira etapa de operação	47
Figura 19 – Inversor monofásico: quarta etapa de operação.	47
Figura 20 – Estrutura de potência de inversor VSI monofásico de estágio único <i>on-gird</i> proposta.	48
Figura 21 – Lógica de Controle proposta	53
Figura 22 – Fluxograma do algoritmo de controle da estratégia de GMPPT proposta. .	55
Figura 23 – Fluxograma do algoritmo de controle do comando das chaves do inversor	56
Figura 24 – Fluxograma do algoritmo de controle para o cálculo e ajuste do LTCF.	58

Figura 25 – Tensão do barramento CC comparada ao cálculo da derivada da corrente injetada	59
Figura 26 – Diagrama de blocos ilustrando o método de cálculo da estimativa da tensão no capacitor.....	60
Figura 27 - Curvas características PxV e IxV do arranjo simulado	64
Figura 28- Circuito de potência utilizado em simulação.	67
Figura 29- Circuito de controle utilizado na simulação	68
Figura 30 – Circuito de controle analógico equivalente à estratégia de controle proposta.	69
Figura 31 – Resultados de simulação em regime permanente: corrente injetada e tensão da rede.....	70
Figura 32 – Resultados de simulação em regime permanente: comportamento do controle (FR e tensão do barramento CC).....	71
Figura 33– Resultados de simulação com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	73
Figura 34 – Resultados de simulação com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	74
Figura 35 – Resultados de simulação com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	75
Figura 36 – Regime transitório: degrau negativo de 200W/m ² de irradiância – FR e Iref	78
Figura 37 – Regime transitório: degrau negativo de 200 W/m ² de irradiância – Vci e Irede	78
Figura 38 – Regime transitório: degrau negativo de 600 W/m ² de irradiância – FR e Iref	79
Figura 39 – Regime transitório: degrau negativo de 600 W/m ² de irradiância – Vci e Irede	79
Figura 40 – Regime transitório: degrau positivo de 200W/m ² de irradiância – FR e Iref	80
Figura 41 – Regime transitório: degrau positivo de 200 W/m ² de irradiância – Vci e Irede	80
Figura 42 – Regime transitório: degrau positivo de 600W/m ² de irradiância – FR e Iref	81

Figura 43 – Regime Transitório: degrau positivo de 600 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	81
Figura 44 – Regime transitório: rampa descendente de 200 W/m ² de irradiância – FR e I _{ref}	82
Figura 45 – Regime transitório: rampa descendente de 200 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	82
Figura 46 – Regime transitório: rampa descendente de 400 W/m ² de irradiância – FR e I _{ref}	83
Figura 47 – Regime transitório: rampa descendente de 400 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	83
Figura 48 – Regime transitório: rampa ascendente de 200 W/m ² de irradiância – FR e I _{ref}	84
Figura 49 – Regime transitório: rampa ascendente de 200 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	84
Figura 50 – Regime transitório: rampa ascendente de 400 W/m ² de irradiância – FR e I _{ref}	85
Figura 51 – Regime transitório: rampa ascendente de 400 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	85
Figura 52- Protótipo e bancada utilizados nos ensaios experimentais	89
Figura 53 – Resultados experimentais: corrente injetada e tensão da rede	92
Figura 54 – Resultados experimentais: análise do DHT _i no osciloscópio	92
Figura 55 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	94
Figura 56 – Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	95
Figura 57 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	97
Figura 58: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	98
Figura 59 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 55°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	100

Figura 60: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 55°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	101
Figura 61 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	103
Figura 62: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 400W/m ²	104
Figura 63 – Resultados experimentais em regime transitório: rampa descendente de 1000 W/m ² para 400W/m ² de Irradiância.....	107
Figura 64 – Resultados experimentais em regime transitório: rampa ascendente de 400W/m ² para 1000 W/m ² de Irradiância.....	108
Figura 65 – Curvas I-V e P-V simuladas para sombreamento parcial	109
Figura 66 – Curvas I-V e P-V no SAS para sombreamento parcial	110
Figura 67 – Resultados experimentais em condição não uniforme de irradiância: V_{bar} , V_r e I_{Lf}	111
Figura A.1- Curvas características $V \times I$ do módulo fotovoltaico KD135SX-UPU	125
Figura A.2 – Resultados de simulação: Corrente injetada e tensão da rede.....	127
Figura A.3 – Resultados de simulação com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	128
Figura A.4 – Resultados de simulação com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	129
Figura A.5 – Resultados de simulação com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	130
Figura A.6 – Regime transitório: degrau negativo de 200W/m ² de irradiância – FR e I_{ref}	132
Figura A.7 – Regime transitório: Degrau negativo de 200 W/m ² de irradiância – V_{ci} e I_{rede}	133
Figura A.8 – Regime transitório: Degrau negativo de 600 W/m ² de irradiância – FR e I_{ref}	133
Figura A.9 – Regime transitório: Degrau negativo de 600 W/m ² de irradiância – V_{ci} e I_{rede}	134
Figura A.10 – Regime transitório: Degrau positivo de 200W/m ² de irradiância – FR e I_{ref}	134

Figura A.11 – Regime transitório: Degrau positivo de 200 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	134
Figura A.12 – Regime transitório: Degrau positivo de 600W/m ² de irradiância – FR e I _{ref}	135
Figura A.13 – Regime transitório: Degrau positivo de 600 W/m ² de irradiância – V _{ci} e I _{rede}	136
Figura A.14- Estrutura comparada (a)Potência (b) Controle	137
Figura A.15 – Corrente e Tensão na Simulação Comparativa	139
Figura A.16 – Resultado comparativo com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	Erro!
Indicador não definido.	
Figura A.17 – Resultado comparativo com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	141
Figura A.18 – Resultado comparativo com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m ² ; b) 800W/m ² ; c) 600W/m ² ; d) 4000W/m ²	142
Figura A.19 – Comparativo Transitório: Degrau Negativo de 200W/m ² de Irradiância	144
Figura A.20 – Comparativo Transitório: Degrau Negativo de 600W/m ² de Irradiância	144
Figura A.21 – Comparativo transitório: Degrau positivo de 200W/m ² de irradiância	145
Figura A.22 – Comparativo transitório: Degrau positivo de 600W/m ² de irradiância	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo das principais técnicas de MPPT	40
Tabela 2 – Técnicas de GMPPT presentes na literatura	41
Tabela 3: Dados do Arranjo Fotovoltaico – Condições nominais de ensaio.....	49
Tabela 4: Escolhas de Projeto.....	49
Tabela 5: Dados do circuito de Potência	51
Tabela 6: Estimativa do LTCF.	61
Tabela 7: Dados do Arranjo Fotovoltaico – Condições Normais de Ensaio.	64
Tabela 8: Dados do circuito de potência.	64
Tabela 9: Resumo Geral dos Ensaios de Regime Permanente	76
Tabela 10: Dados do protótipo	90
Tabela 11: Dados técnicos da fonte programável da Regatron® (REGATRON, 2016). 90	
Tabela 12: Dados técnicos do módulo de aquisição de sinais (RODRIGUES, 2016). ..	90
Tabela 13: Resumo Geral dos Ensaios experimentais de regime permanente	105
Tabela A.1: Dados do Módulo Fotovoltaico – Condições Normais de Ensaio.....	125
Tabela A.2: Dados do circuito de potência.....	126
Tabela A.3: Resumo geral dos ensaios de regime permanente	131
Tabela A.4: Comparativo dos Parâmetros das Estruturas de Potência.....	138
Tabela A.5: Comparativo de regime permanente	143
Tabela A.6: Comparativo das Respostas Transitórias	146

Legendas

A – Ampère: unidade de corrente elétrica

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica

AO – Amplificador Operacional

BEM – Balanço Energético Nacional

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

C_i – Capacitor de entrada

COVID-19 – *Corona Virus Disease*

CO₂ – Dióxido de Carbono

CSI – *Current Source Input*

DHT – Distorção Harmônica Total

DHT_i – Distorção Harmônica Total de Corrente

DSP – *Digital Signal Processor*

EUA – Estados Unidos da América

F – Faraday: unidade de capacitância

FMPP – *False Maximum Power Point*

FP – Fator de Potência

FR – Fator de Rastreamento

f_s – Frequência de chaveamento

G – Giga (10⁶)

GMPP – *Global Maximum Power Point*

GMPPT – *Global Maximum Power Point Tracking*

H – Henry: unidade de indutância

Hz – Hertz: unidade de frequência

IDS – Índice de Desenvolvimento Sustentável

IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IMP – Corrente de Máxima Potência

I_{in} – Sinal de Corrente de Entrada

I_{in_ZOH} – Sinal de Corrente de Entrada Discretizado

I_{Ref} – Corrente de Referência
IRENA – *International Renewable Energy Agency*
JM – Janela de Medição
K – Kilo (10^3)
 L_o – Indutor de Saída
LTCF – Limiar de Tempo de Chave Fechada
MPPT – *Maximum Power Point Tracking*
 m^2 – Metro quadrado: unidade de área
NREL – *National Renewable Energy Laboratory*
NBR – Norma Brasileira Regulamentadora
NUPEP – Nucleo de Pesquisa em Eletônica de Potência
ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico
ONU – Organização das Nações Unidas
PFMP – Ponto Falso de Máxima Potência
PLL – *Phase Locked Loop*
PMP – Ponto de Máxima Potência
PWM – *Pulse Width Modulation*
P&O – Perturbe e Observe
REN – *Global Renewable Energy Community*
RMS – *Root Mean Square*
RN – Resolução Normativa
RNA – Redes Neurais Artificiais
s – Segundo: unidade de tempo
SAS – *Solar Array Simulator*
SP – São Paulo
T – Temperatura
TUSD – Tarifa de Uso do Sistema de Distribuição
TUST – Tarifa de Uso do Sistema de Transmissão
UFU – Universidade Federal de Uberlândia
V – Volt: unidade de tensão elétrica
 V_{in} – Sinal de tensão de entrada
 V_{in_ZOH} – Sinal de tensão de entrada discretizado
VMP – Tensão de Máxima Potência
 V_{rms} – Unidade de tensão eficaz

VSI – *Voltage Source Input*

W – Watt: unidade de medida de potência elétrica

ZCS – *Zero Current Switching*

ZVS – *Zero Voltage Switching*

°C – Graus Celsius: unidade de temperatura

ZRRP– Zona de Rápida Redução de Potência

Capítulo 1. Introdução

1.1 Considerações Iniciais

Nas recentes décadas, as preocupações com a preservação ambiental têm crescido intensamente e, dentre as diversas opções pesquisadas neste sentido, destaca-se o estudo e o desenvolvimento de soluções com foco deste trabalho, com foco em fontes renováveis de energia.

Com a tendência de redução no fornecimento dos combustíveis fósseis, aliada à necessidade da redução de impactos ambientais, os investimentos em pesquisas por fontes renováveis de energia, como eólica, fotovoltaica e hidrelétrica têm se intensificado nas últimas décadas, o que ressalta a maior relevância deste trabalho, bem como de outras pesquisas em energia solar fotovoltaica.

Em 2020, as fontes renováveis de energia alcançaram recorde de participação na matriz energética mundial, estimando 29% do total, principalmente devido ao caráter de baixo custo operacional (REN21, 2021). As fontes de energia renovável foram as únicas que apesar da pandemia de COVID-19, aumentaram sua potência total de geração inserida no sistema elétrico, mais uma vez reforçando a importância e tendência de crescimento delas nos próximos anos.

Com forte liderança das energias fotovoltaica e eólica, as fontes renováveis se mostraram poderosas aliadas na superação dos impactos econômicos da pandemia. Com um acréscimo recordista de 314 GW de potência no ano de 2021, elas continuam ganhando força, completando já quase uma década de ganho anual superior ao das não renováveis, como nuclear e combustíveis fósseis. Tendência importante e coerente com os projetos de desenvolvimento sustentável e diminuição de emissão de CO₂ que se fortalecem pelo mundo todo.

No âmbito das fontes alternativas de energia, a Eletrônica de Potência tem o importante papel de interligar a geração de energia fotovoltaica à rede elétrica, principalmente pelo fato de a primeira ser gerada em CC e a segunda ser disponibilizada em CA. Por meio dos conversores estáticos, busca-se implementar a interface entre a rede CC e CA, assim como elaborar controles capazes de otimizar o processo de geração de

energia fotovoltaica, geralmente por meio de métodos de extração de máxima potência, denominados de MPPT (*maximum power point tracking*).

Neste contexto, este trabalho apresenta o uso de um conversor CC-CA monofásico de estágio único, previsto para arranjos com tensão de máxima potência superior à tensão de pico da rede elétrica (sem necessidade de um estágio *boost* para elevar a tensão do barramento CC). Esta topologia de inversor monofásico, é responsável por transformar a tensão do barramento CC, gerada pelo módulo, em CA para injetar corrente senoidal no ponto de acoplamento comum. Por meio do controle de MPPT, o conversor também otimiza a geração de energia provinda do módulo fotovoltaico, sempre buscando o ponto de máxima potência (PMP) do mesmo.

A proposta do trabalho apresenta um controle baseado no monitoramento da largura de pulso do comando dos interruptores de alta frequência do conversor, o que dispensa o uso de sensores de tensão e corrente no lado CC do módulo, uma vez que o controle se dedica à imposição da corrente injetada na rede. Para garantir comportamento dinâmico, capaz de manter-se sob o rastreamento do PMP, tanto em diferentes condições de irradiância e temperatura quanto em casos de sombreamento parcial, o trabalho também apresenta uma nova estratégia para previsão do comportamento da tensão do barramento CC por meio do cálculo da derivada da corrente injetada na rede.

Em comparação com as topologias clássicas, este trabalho apresenta sua principal contribuição no controle, ao apresentar uma nova proposta GMPPT (*global maximum power point tracking*) simples e de rápida execução, o que reduz a necessidade de processamento e melhora sua robustez e confiabilidade.

Este trabalho propõe, primariamente, uma nova técnica de controle com baixo custo, majoritariamente devido ao reduzido uso de sensores. A fim de validar e justificar a continuação desta pesquisa, este documento apresenta os resultados de simulação e experimentais da proposta.

1.2 Motivações e Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de uma nova estratégia de controle GMPPT aplicada a um conversor de estágio único (CC-CA) capaz de impor injeção de corrente senoidal na rede, com distorção harmônica total de corrente (DHTi) dentro dos parâmetros impostos pelas normas IEEE e NBR 16149 (IEEE, 2008;

ABNT, 2013). Desta forma, o projeto busca integrar eficiência energética e sustentabilidade, a fim de melhorar tanto o desempenho quanto a confiabilidade da geração de energia fotovoltaica (em CC) conectada à rede elétrica de distribuição convencional (em CA). Para organizar de forma mais clara os objetivos podemos categorizá-los entre gerais e específicos:

a) Objetivos Gerais

- Ensaiar o conversor proposto em plataformas de simulação computacional envolvendo o sistema Rede CA de Alimentação / Inversor Monofásico / Módulo fotovoltaico;
- Desenvolver um controle simples e eficiente, mas capaz de impor corrente senoidal na rede CA de alimentação com baixa DHTi;
- Desenvolver e analisar experimentalmente o desempenho de um protótipo do inversor monofásico proposto.

b) Objetivos Específicos

- Dimensionar os componentes do circuito de potência, tanto os semicondutores (chaves e diodos) quanto os demais componentes (indutores e capacitores);
- Desenvolver o código de programação em linguagem C para a implementação da técnica de controle proposta, testado primeiramente em simulação e depois implementando no microcontrolador do protótipo;
- Estabelecer comparação entre a técnica proposta e as técnicas clássicas de MPPT;
- Realizar ensaio computacional e experimental do desempenho do conversor e da técnica de GMPPT em condições nominais de operação, injetando corrente senoidal na rede CA e atendendo aos parâmetros de DHTi e de fator de potência exigidos por norma;
- Realizar ensaio computacional e experimental do desempenho do conversor e da técnica de MPPT na presença de variações de irradiância e de temperatura no módulo fotovoltaico.

- Realizar ensaio computacional e experimental do desempenho do conversor e da técnica de GMPPT em condições de irradiância com sombreamento parcial dos módulos.
- Publicação de artigos científicos escritos a partir dos resultados computacionais e experimentais obtidos neste trabalho.

1.3 Estrutura do Documento

Este documento organiza-se em 6 capítulos, sendo este primeiro de caráter introdutório. Os demais capítulos encontram-se estruturados da seguinte maneira:

Capítulo 2: Neste capítulo serão apresentadas informações atualizadas e importantes relacionadas à linha de pesquisa deste trabalho. Primeiramente é apresentado um breve panorama em âmbito nacional e internacional, relatando os avanços no campo das energias renováveis, com forte enfoque na energia solar fotovoltaica. Na sequência são apresentados os principais conversores e seus métodos de MPPT tradicionalmente encontrados na literatura, apresentando, por fim, um quadro comparativo destas técnicas.

Capítulo 3: Neste capítulo será apresentada a topologia utilizada, bem como sua estratégia de controle. Serão apresentados os critérios de especificação do circuito de potência, bem como da técnica de controle. Na sequência, serão analisadas as etapas de operação. Por fim, será apresentada a lógica de controle proposta e sua comparação com os métodos de MPPT citados no capítulo anterior.

Capítulo 4: Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação do circuito proposto. Será avaliado ainda o desempenho da estratégia de controle para diferentes condições de operação do arranjo fotovoltaico, tanto em regime permanente quanto em transitório.

Capítulo 5: Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo ensaiado em laboratório. Serão apresentados os resultados de bancada para um protótipo de 1 kW, para variadas condições de operação do módulo fotovoltaico, em regime permanente, transitório e também em caso de sombreamento parcial.

Capítulo 6: Este derradeiro capítulo apresenta as conclusões relacionadas às atividades até então desenvolvidas no projeto, resumindo o trabalho apresentado nesta tese com uma análise crítica dos resultados obtidos no mesmo.

Capítulo 2. Estado da Arte

2.1 Considerações Iniciais

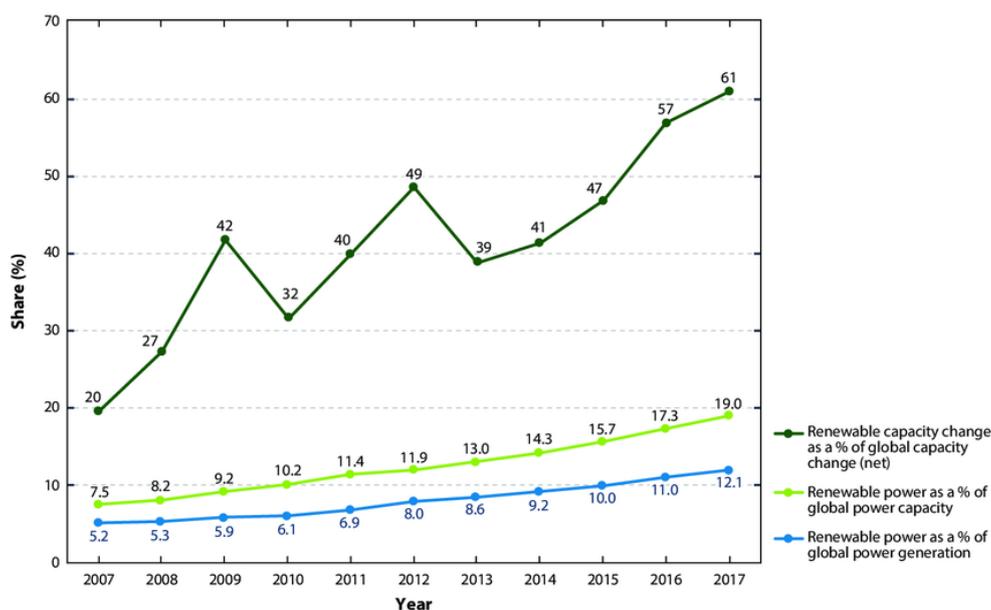
Este capítulo tem como objetivo realizar um estudo a respeito de conversores chaveados no uso, produção e distribuição da energia fotovoltaica. Primeiramente, apresenta-se um panorama da importância que as energias renováveis têm ganhado no Brasil e no mundo, referenciando trabalhos de destaque assim como dados que demonstram a tendência de investimentos futuros. Na sequência, realizar-se-á um levantamento das topologias de inversores mais comumente aplicados com módulos fotovoltaicos e das principais técnicas de MPPT presentes na literatura.

2.2 Características e Tendências do Setor Econômico da Energia Fotovoltaica

De acordo com os IDS (Indicadores de Desenvolvimento Sustentável), são importantes parâmetros para se mensurar o quanto uma nação está alinhada às metas de desenvolvimento sustentável tanto a capacidade de geração de energia quanto a participação de fontes renováveis na oferta de energia de um país.

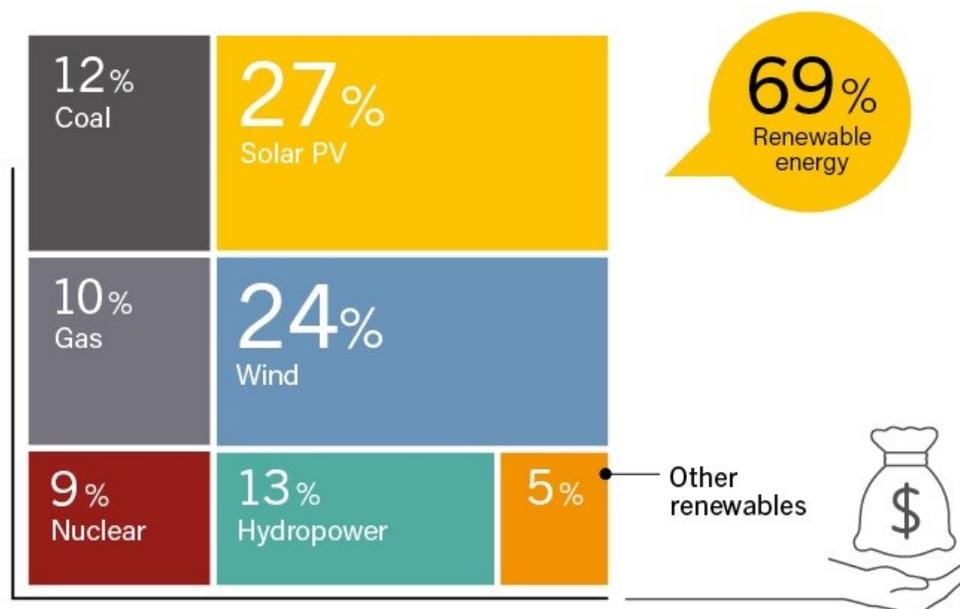
A parcela das fontes renováveis de energia na capacidade mundial de geração intensificou-se ao longo das últimas décadas, como indicado na Figura 1 (REN 21, 2021). Nota-se que 61% da geração de energia acrescida à rede elétrica no ano de 2017 provinha de fontes alternativas de energia, reflexo da curva constante de crescimento estabelecida desde 2013. A Figura 2 (REN 21, 2021) apresenta uma estimativa dos investimentos em energia do ano de 2020 para o mundo, sendo 69% deles voltada às fontes renováveis. Destaca-se, também, a importante parcela dos investimentos em energia solar fotovoltaica, com 27% do total, compondo a maior participação prevista para o ano.

Figura 1 – Participação das Energias Renováveis na Produção Mundial de Energia



Fonte: UN Environment, Bloomberg New Energy Finance, 2018.

Figura 2 – Estimativa de investimento mundial de energia no ano de 2020.



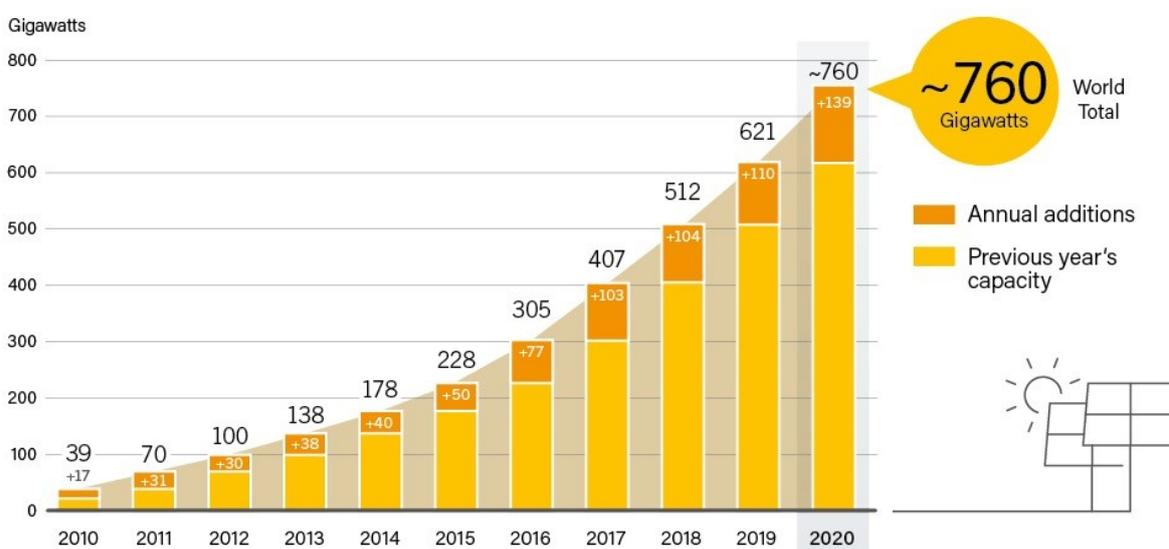
Fonte: IEA, 2021

Apesar de existirem muitas informações relevantes com relação às fontes renováveis de energia e desenvolvimento sustentável, conforme (REN21, 2021), o foco desta tese se dá sobre as tendências específicas da geração de energia solar fotovoltaica.

De acordo com o levantamento feito pela REN 21, no ano de 2020 cerca de 139 GW de energia solar fotovoltaica foram inseridos mundialmente. Ao considerar tanto

sistemas *on-grid* quanto *off-grid*, observa-se curva de crescimento intensa desde 2010. Convém destacar que em 2020 a ampliação da capacidade de produção de energia fotovoltaica foi maior que a capacidade cumulativa mundial existente até 2013, alcançando um total aproximadamente 760 GW, conforme Figura 3. Já a Figura 4 evidencia a disparidade entre os principais investidores no setor em relação ao resto do mundo. A China, por exemplo, alcançou, no início desta década, uma potência instalada próxima de toda a potência mundial instalada até 2015 e representa quase um terço da potência mundial instalada até então.

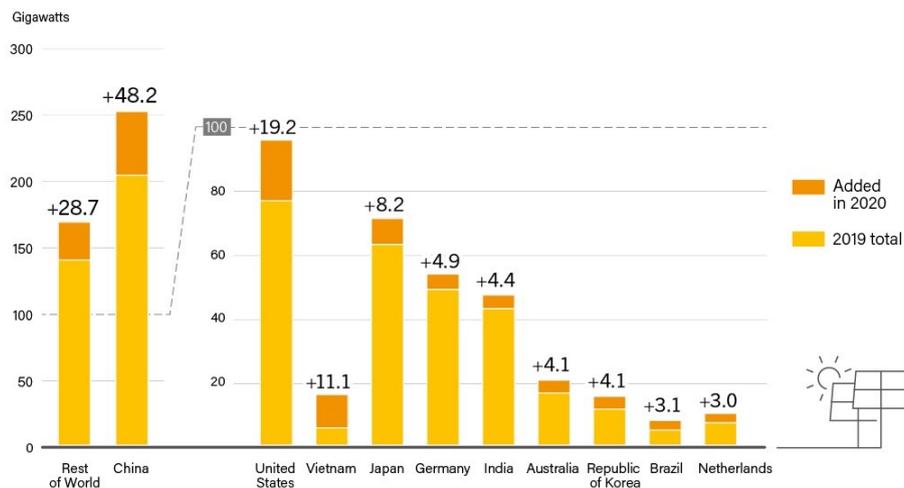
Figura 3 – Capacidade solar FV global e adições anuais (2010-2020).



Fonte: Becquerel Institute e IEA, 2021.

É importante destacar que, de acordo com levantamentos feitos até 2018 (MARTINOT e SAWIN, 2018), o Brasil não constava entre os 10 maiores investidores de energia fotovoltaica do mundo. Tal qual apresentado pela Figura 4, em 2020, finalmente, o Brasil entra para a lista ocupando a nona posição, com um acréscimo estimado em 3,1 GW.

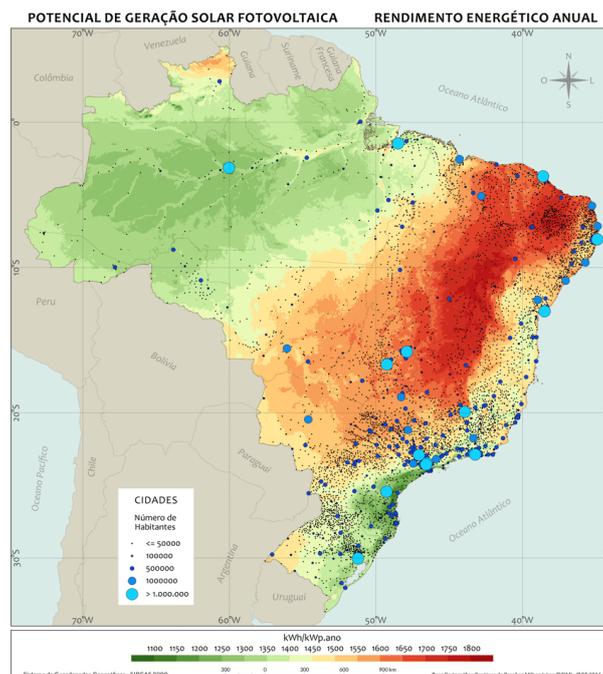
Figura 4 – Dez países com maior acréscimo de potência fotovoltaica em 2020.



Fonte: REN 21

De forma análoga, a geração de energia fotovoltaica está diretamente relacionada à irradiação solar incidente. De acordo com o Atlas Brasileiro de Energia Solar (PEREIRA, MARTINS, et al. Segunda edição, 2017) o Brasil, se comparado aos países da Europa, apresenta praticamente o dobro de irradiação incidente média ao ano, e possui potencial de geração solar fotovoltaica muito superior, conforme verificável também no Atlas Solarimétrico Global (GlobalSolarAtlas, 2021). Observamos um mapa de possibilidade de geração de energia fotovoltaica, que coincide com a incidência de radiação solar de forma complementar à análise do potencial de geração do Brasil, como visto na Figura 5.

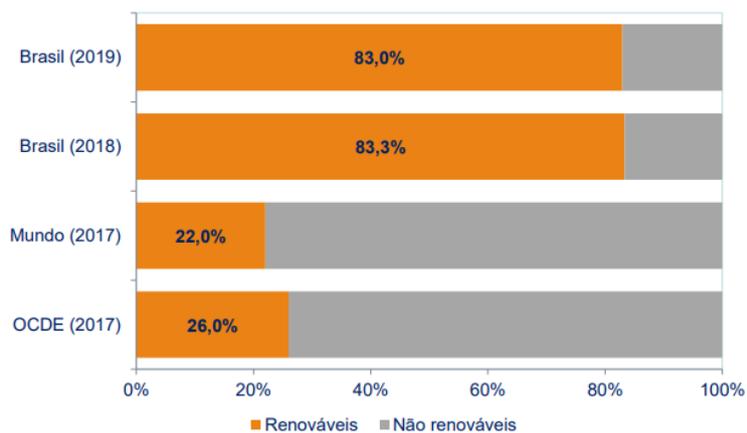
Figura 5 – Potencial de geração solar fotovoltaica brasileira: rendimento energético anual.



Fonte: (PEREIRA, MARTINS)

O Brasil já é, em termos de energia renovável, um exemplo para o mundo tanto em consumo de energia quanto em geração. Dados do BEN (Balanço Energético Nacional) (EPE, 2020) apontam que 83% da energia elétrica produzida no Brasil em 2019 é proveniente de fontes renováveis, conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Gráfico comparativo entre Brasil e o mundo em energia elétrica gerada.



¹ A renovabilidade é calculada com base na Oferta Interna de Energia Elétrica.

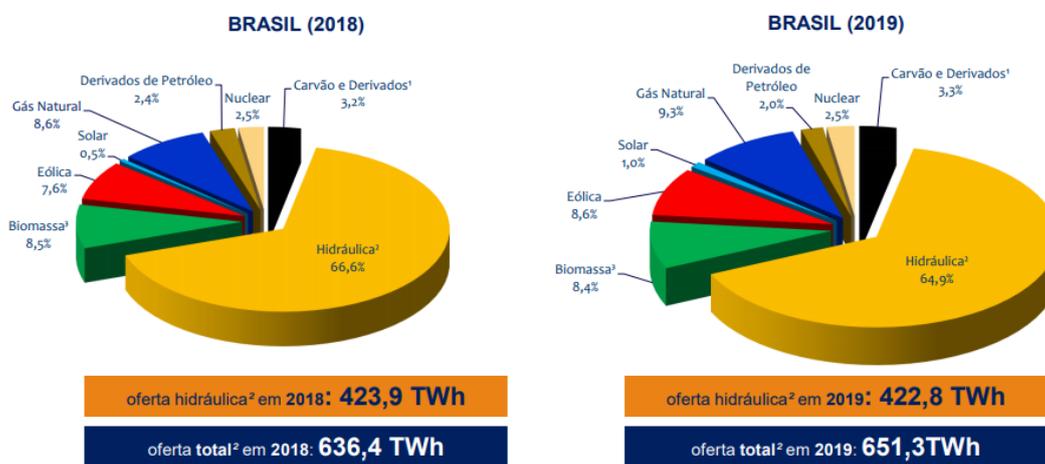
Fonte: (EPE , 2020)

Há décadas, a matriz de energia elétrica brasileira é primariamente renovável em virtude da proeminência das hidrelétricas. Todo o sistema de geração, transmissão e distribuição de energia brasileiro é fortemente alicerçado no potencial hídrico do país. Tal característica, entretanto, é marcada por uma circunstância bem natural da região: a sazonalidade do sistema elétrico, por depender de chuvas. No período de estiagem, normalmente entre maio e setembro, a falta de chuvas diminui a capacidade de geração das hidrelétricas, tornando necessária uma ação do ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico) quanto ao uso de outras fontes, geralmente termelétricas, para compensar esta falta. Em face desta necessidade, fontes geradoras de energias alternativas, como a eólica e a fotovoltaica, também ganham força no mercado nacional.

Pode-se notar na Figura 6 que, apesar de extremamente pequena, houve uma redução na participação das energias renováveis na matriz elétrica brasileira entre os anos de 2018 e 2019 de 83,3% para 83%. É importante destacar que esta diminuição é oriunda especialmente da redução da importação de energia da parte gerada para o Paraguai em Itaipu (fonte binacional, de colaboração com este país), fruto de maior independência energética brasileira. Na Figura 7 vê-se um balanço mais detalhado que retrata não

somente a redução da participação hidrelétrica, mas também um aumento em outras fontes renováveis, como é o caso da energia solar, com o dobro de sua participação anterior, partindo de 0,5% para 1%.

Figura 7 – Matriz elétrica brasileira em 2018 e em 2019.



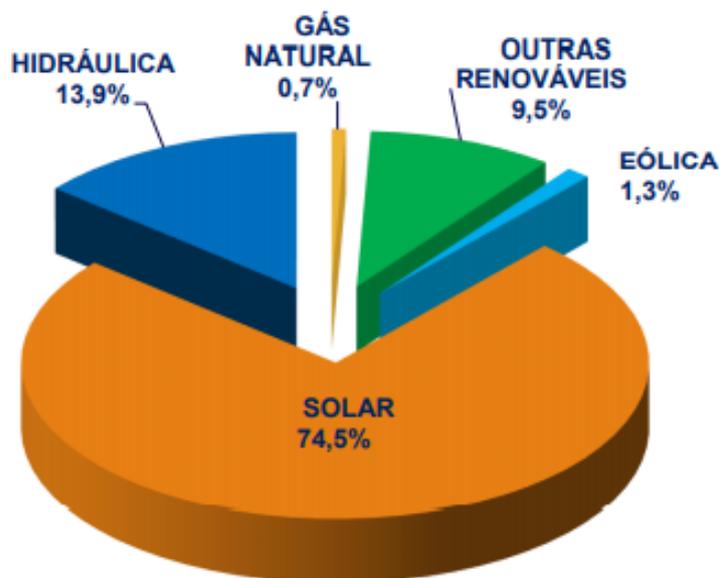
Fonte: EPE , 2020

Embora a sua participação na matriz elétrica brasileira ainda seja muito pequena, a curva com forte caráter ascendente evidenciada na Figura 3, tanto no Brasil quanto no mundo, aponta para um perfil de mercado promissor para a geração fotovoltaica. Motivada tanto pelos aspectos ecológicos, já retratados, quanto estratégico-econômicos, o mundo tem confiado e investido cada vez mais na energia fotovoltaica e, neste caso, o Brasil não é exceção.

O emprego da energia fotovoltaica no Brasil, notadamente em áreas isoladas e com pouco acesso às linhas de transmissão, por meio de sistemas *off-grid*, já é uma realidade há anos. Em 2003, esta tendência tornou-se proeminente com o programa “Luz para Todos” do Ministério de Minas e Energia, cujo intuito era levar eletricidade às comunidades remotas e para tal mini usinas fotovoltaicas foram e ainda são a principal estratégia aplicada no cumprimento do programa (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2016).

A Figura 8 representa bem o resultado que este planejamento, iniciado em 2003, tem alcançado até os dias atuais. Embora sua participação na matriz energética do país ainda seja muito pequena, a energia fotovoltaica destaca-se nas gerações de pequeno porte, sendo responsável por 74,5% do total.

Figura 8 – Participação de cada fonte na geração distribuída no Brasil em 2019.



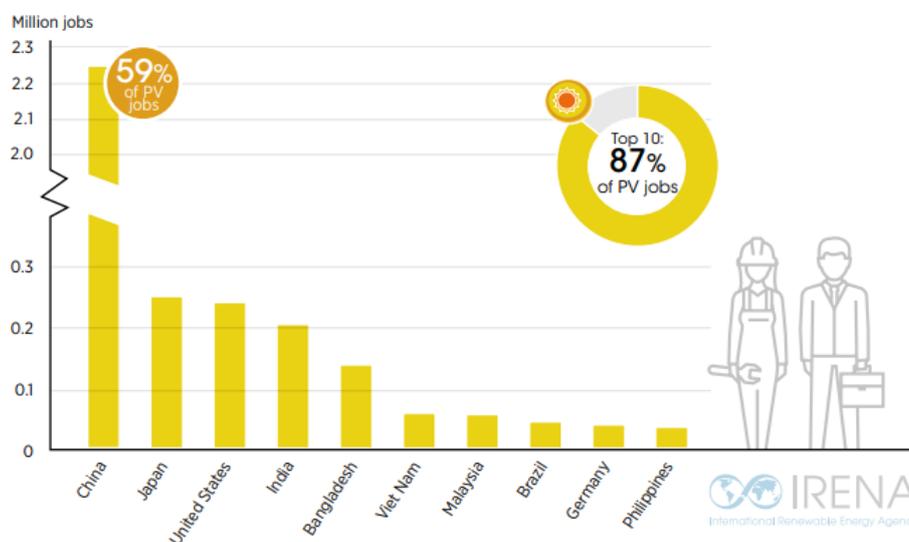
Fonte: EPE , 2020

Quase uma década depois, novos planos e projetos fomentaram mais uma vez o mercado para a energia fotovoltaica. O projeto 013/2011 da ANEEL, intitulado “Arranjos Técnicos e Comerciais para Inserção da Geração Solar Fotovoltaica na Matriz Energética Brasileira” (ANEEL, 2012), assim como as regulamentações 481 (ANEEL, 2012) e 482 (ANEEL, 2012), de 17 de abril de 2012, que instituíram descontos nas TUSD (Tarifa de Uso dos Sistemas Elétricos de Distribuição) e TUST (Tarifa de Uso dos Sistemas Elétricos de Transmissão) para a geração solar de grande porte, bem como o sistema de compensação de energia, que gerou grande incentivo e expandiu a micro e minigeração pelo Brasil. Em 2012, o sistema de compensação de energia era limitado a 1000 kWp e, em 2016 o limite foi ampliado para 5000 kWp, por meio da REN 687/2015, definindo prazo de validade de 60 meses para os créditos adquiridos por este meio além de estender a definição de telhado solar para situações de condomínio, consórcio, cooperativa e autoconsumo remoto.

Outra curva promissora, relativa aos benefícios trazidos pela intensificação do uso da energia fotovoltaica, pode ser vista na Figura 9. Novamente, o Brasil está entre os 10 países de destaque, sendo o 8º maior país a gerar empregos no ramo da energia fotovoltaica. A Agência Internacional de Energias Renováveis (IRENA, 2020) aponta que em 2019 43.200 novos empregos foram gerados no Brasil apenas no ramo da energia

fotovoltaica e outros 43.900 em aquecimento solar. Esta curva tem se mantido crescente desde 2012, indicativo do bom potencial de investimento.

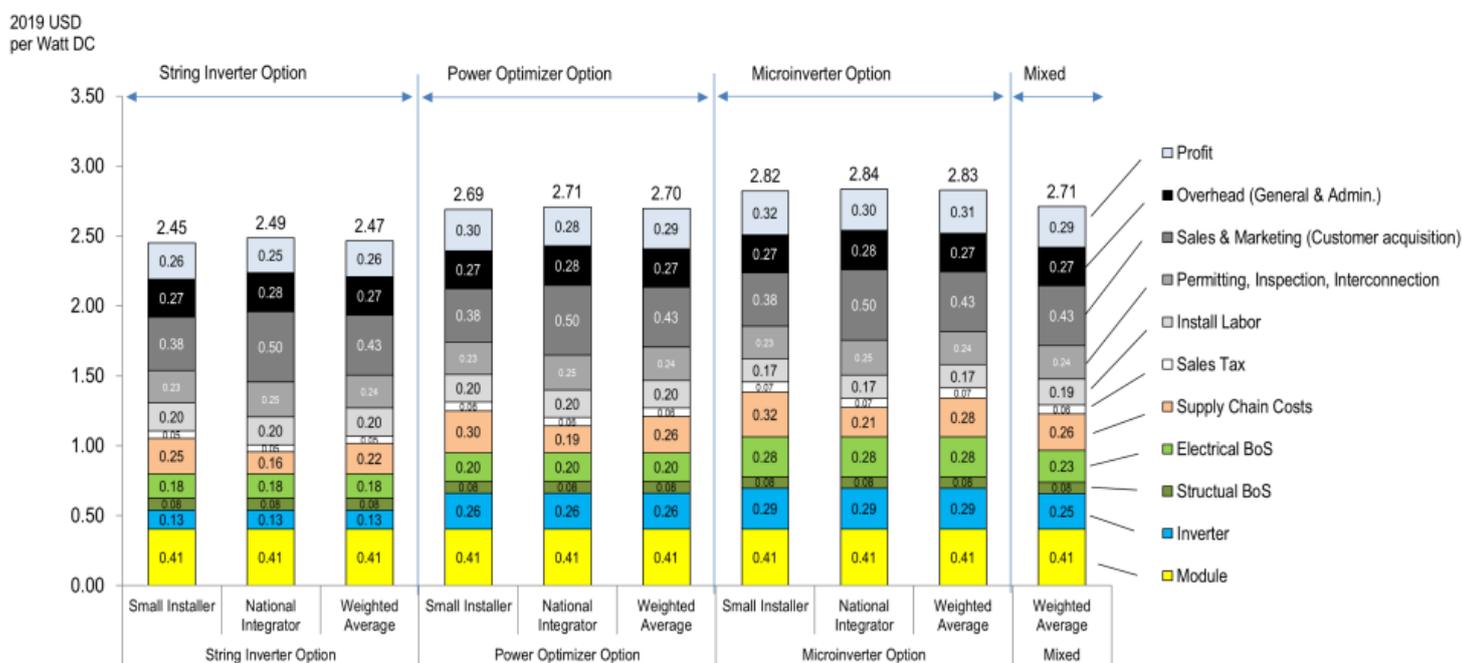
Figura 9 – *Ranking* dos dez países que mais empregam no ramo da energia fotovoltaica.



Fonte: IRENA, 2020

Para consolidar o atual cenário favorável, além dos incentivos legislativos mencionados anteriormente, também ressalta-se a necessidade de melhorias no preço de mercado (preço do Wp) dos equipamentos e processos da geração de energia fotovoltaica. Como fonte, este trabalho utiliza dados do National Renewable Energy Laboratory que realiza levantamento anual dos custos de mercado para produção de energia fotovoltaica nos EUA. No levantamento publicado em 2020 (NREL, 2020), o custo médio para sistemas residenciais inferiores a 7 kWp (grupo mais próximo do interesse deste trabalho) foi de 2,47 USD/Watt, uma melhora significativa se comparada com os anos anteriores. A Figura 10 apresenta um gráfico de porcentagem do custo de cada equipamento do sistema fotovoltaico e compara os mesmos gastos para três diferentes tecnologias de inversores. Constata-se que o inversor representa fração significativa do gasto, portanto, um ramo de pesquisa importante para tornar rentável o uso da energia fotovoltaica, o que fortalece este trabalho.

Figura 10 – Separação do custo por Watt de sistemas fotovoltaicos residenciais no mercado dos EUA.



Fonte: NREL, 2020

Infelizmente, o Brasil encontra-se vulnerável quanto ao custo de equipamentos. Isso se deve ao fato de o país depender da importação da maior parte dos componentes do sistema fotovoltaico, desde os módulos fotovoltaicos e inversores a até condutores CC de dupla isolamento, o que encarece bastante o custo de instalação (GREENPRO, 2004). Nos últimos anos, este quadro tem se atenuado devido às novas fábricas em território nacional na área de construção dos módulos, tais como a BYD Energy, em Campinas-SP (AMBIENTE ENERGIA, 2016), a Globo Brasil, em Valinhos-SP (PAINÉIS GLOBO BRASIL, 2016) e a Canadian Solar em Sorocaba-SP (PREFEITURA DE SOROCABA, 2016).

Destaca-se, então, a importância do desenvolvimento da indústria nacional. Neste sentido, este trabalho tem o intuito de propor uma topologia simples e barata de inversor, com vistas à redução do número de sensores necessários, a fim de contribuir para a redução de uma parcela deste custo de instalação e geração da energia fotovoltaica, tornando-a mais acessível e rentável.

2.3 Desenvolvimento de Inversores Fotovoltaicos

O inversor é um dos equipamentos mais importantes de um sistema fotovoltaico, especialmente no caso dos sistemas *on-grid*, nos quais é necessário fazer a conversão da geração de energia CC do módulo para a energia CA da rede elétrica. Suas aplicações se estendem para diversos equipamentos e às mais variadas faixas de operação. Neste tópico discutir-se-ão topologias de inversores para diferentes casos e faixas de operação para sistemas fotovoltaicos.

De acordo com a literatura investigada (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005), (GREENPRO, 2004), três importantes características dos inversores utilizados em instalações de geração de energia fotovoltaica são a confiabilidade, a segurança e a capacidade de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Em questões de confiabilidade e segurança, suas características mais marcantes são o anti-ilhamento (*anti-islanding*) que garante seu desligamento automático em caso de não detecção da rede elétrica (para não haver risco elétrico de tensão durante manutenções) além da estimativa de 5 a 10 anos até a primeira falha (BONN, 2002) que, naturalmente, coincide com o prazo de validade dos fabricantes. Além disso, em casos de grandes gerações, o sistema garante que uma falha no inversor prejudica apenas parte da usina, algo que adiará o retorno do investimento.

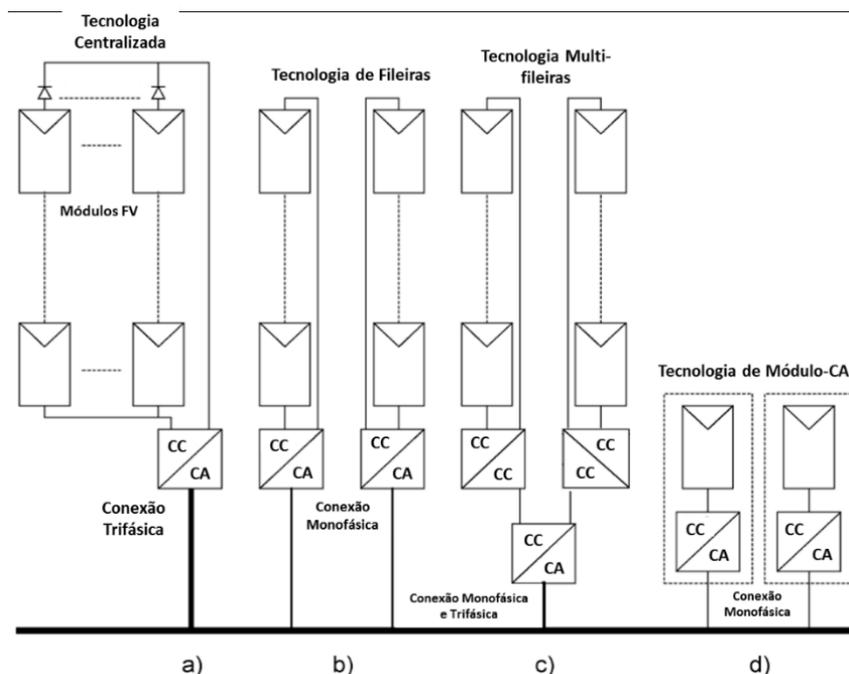
A questão do MPPT, como mencionado anteriormente, é um assunto sensível neste trabalho, uma vez que a principal contribuição oferecida nesta tese consiste em uma nova metodologia de MPPT. Como definição, cabe ao controle do inversor manter constantemente o “rastreamento” do ponto de operação de máxima potência do módulo fotovoltaico, adaptando-se às possíveis oscilações, seja de irradiação, temperatura ou condições climáticas.

Os primeiros arranjos de inversores para sistemas fotovoltaicos, utilizados em fazendas solares, eram grandes inversores centrais e trifásicos, conforme ilustra a Figura 11(a). Na sequência vieram os inversores string, arranjando os módulos em séries fotovoltaicas (chamadas de strings) e capazes de receber alimentação monofásica, os quais estão representados na Figura 11(b). Depois, como representa a Figura 11(c), foram introduzidos os arranjos denominados multi-strings, com inversores de dois estágios, um CC-CC e um CC-CA aumentando a flexibilidade do sistema fotovoltaico por meio de

múltiplos controles MPPT independentes, o que contribui para atenuação de problemas comuns, como o sombreamento parcial.

Por fim, a tecnologia de módulo CA trouxe o uso de inversores de baixa potência (microinversores) que fazem o MPPT de cada módulo individualmente, já que cada controle seria dedicado e otimizado, o que reduz ainda mais as perdas provocadas pelo sombreamento parcial. Esta topologia segue representada na Figura 11(d).

Figura 11 – Topologias de inversores Fotovoltaicos: (a) central, (b) inversor *string*, (c) *multi-string* e (d) módulo CA (microinversores).



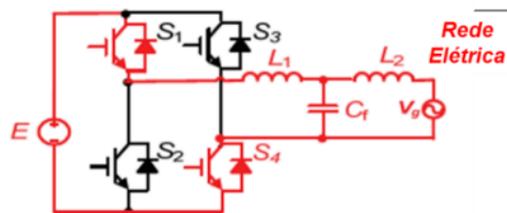
Fonte: adaptado de KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005

Os inversores fotovoltaicos podem variar tanto devido às características de topologia quanto à aplicação. No que se refere à topologia, estes inversores podem ser classificados de acordo com sua característica de entrada, seja ela entrada em tensão (*voltage source inverter* – VSI) ou entrada em corrente (*current source inverter* – CSI).

O VSI é um inversor abaixador (característica *buck*) com a tensão da fonte de entrada fixa, independente da corrente demandada pela carga. Devido à sua característica abaixadora, a tensão do barramento CC precisa ser maior que o valor de pico da tensão da rede mais as perdas associadas. A Figura 12 ilustra um VSI. Cabe destacar que este tipo de inversor não necessita de um elemento armazenador de energia de grande porte na entrada (indutor) (WU e BLAABJERG, 2013) mas, em contrapartida, necessita de um capacitor de desacoplamento na entrada VSI para minimizar o *ripple* de tensão. O CSI, por sua vez, é um inversor elevador (característica *boost*) e, diferente do VSI, a variável

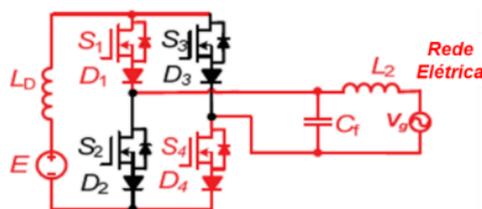
fixa se torna a corrente. Para garantir que não haja variação na corrente de entrada é necessário um indutor grande em série com o barramento CC (AHMED, 2000) conforme ilustrado na Figura 13.

Figura 12 – Topologias de inversores monofásicos VSI. (WU e BLAABJERG, 2013).



Fonte (WU e BLAABJERG, 2013)

Figura 13 – Topologias de inversores monofásicos CSI.



Fonte: WU e BLAABJERG, 2013

Duas outras topologias também foram encontradas na literatura: inversores multiníveis e inversores *Z-source* (ZSI). O primeiro necessita de mais chaves (controle dos multiníveis) o que eleva seu custo e sua complexidade, motivos pelos quais não é adequado para este trabalho. O segundo, em contrapartida, possui estágio único, sendo simples e barato. Porém, algumas pesquisas apontam oscilações elevadas na corrente de entrada, o que aumentaria o estresse nos indutores e capacitores do barramento CC de entrada (WU e BLAABJERG, 2013).

A topologia integrada monofásica de três estados proposta por Brito (BRITO, 2013) é inspiração para este trabalho, em virtude da demonstração do MPPT com controle independente da entrada, que monitora e impõe a variável de interesse (corrente injetada) por meio de um algoritmo Perturba e Observa (P&O) simples e eficiente.

Impreterivelmente, referimo-nos ao número de estágios necessários para os inversores. Sistemas fotovoltaicos de baixa potência (geralmente inferiores a 1 kW), por possuírem baixa tensão no barramento CC dos módulos fotovoltaicos, necessitam de um estágio boost. Sendo eles de dois estágios ou mais verifica-se perda de eficiência, mas

ganho de abrangência, podendo operar em diferentes faixas de tensão (KAVIMANDAN e DAS, 2013). Na escolha por uma topologia de estágio único, que é o caso do proposto neste trabalho, destaca-se a necessidade do uso de um capacitor em paralelo ao barramento CC de entrada, essencial para o bom funcionamento do conversor e para o desacoplamento de potência (GARCIA, BUIATTI, et al., 2013).

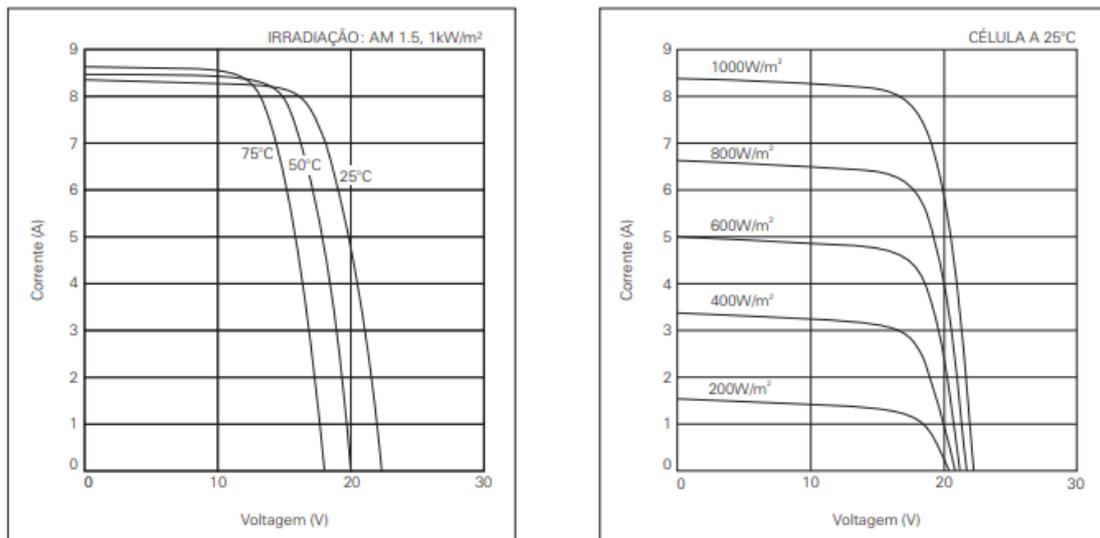
Para este trabalho, a proposta inicial é de um inversor on-grid VSI monofásico de estágio único, o que dispensa o uso de um estágio CC-CC boost devido à sua ação dedicada para casos de tensão de barramento CC dos módulos superiores à tensão de pico da rede.

2.4 Características Elétricas dos Módulos Fotovoltaicos

A produção de energia dos módulos fotovoltaicos baseia-se no efeito fotoelétrico descoberto originalmente por Alexandre Edmond Becquerel em 1839. Sua descoberta, entretanto, foi contingente e, apenas em 1889, Heinrich Hertz conseguiu comprová-lo experimentalmente e em 1905, Albert Einstein desenvolveu a explicação teórica deste (TESSLER e LANDERS, 2015). Seu princípio de funcionamento se resume ao fato de que fótons com energia superior ao *gap* de um semicondutor incidindo sobre ele forçam elétrons a saltarem da camada de valência ordenando-os em um fluxo por um caminho fechado de condução, gerando assim corrente elétrica. Importante destacar que esta corrente elétrica gerada pelo módulo fotovoltaico é função de algumas variáveis bem marcantes como tensão em seus terminais, temperatura e principalmente incidência solar (irradiância).

A relação entre corrente e tensão em um módulo fotovoltaico é muito importante, principalmente na discussão sobre técnicas de MPTT. Para exemplificar, na Figura 14 são apresentadas as curvas $I \times V$ de um módulo fotovoltaico (KD135SX-UPU da Kyocera). Pode-se observar o impacto das variáveis antes mencionadas nestas curvas: variações de temperatura provocam mudanças significativas na tensão de terminal enquanto irradiância provoca mudanças diretas na corrente gerada.

Figura 14 – Curvas características IxV do módulo fotovoltaico KD135SX-UPU: a) para diferentes condições de irradiância. b) para diferentes condições de temperatura de célula.



a) IxV para diferentes irradiâncias.

b) IxV para diferentes temperaturas de célula

Tratando-se de um gráfico IxV, pode-se observar o comportamento da potência do módulo fotovoltaico e, a partir do gráfico, definir o ponto em que se extrai a máxima potência, chamado geralmente pela sigla PMP (ponto de máxima potência) definindo-se também os V_{MP} (tensão de máxima potência) e I_{MP} (corrente de máxima potência). O PMP é o grande objetivo das técnicas de MPPT e, portanto, tópico recorrente tanto nesta tese quanto nos demais trabalhos da literatura relacionados à energia fotovoltaica.

Conforme apresentado em outros trabalhos (CRESESB, 2014), variações de temperatura no módulo fotovoltaico costumam ser de efeito lento, principalmente quando comparadas às variações de irradiância, sendo a segunda alvo de constante preocupação para as técnicas de MPPT, notadamente em casos de sombreamentos parciais (que podem ser provocados por árvores, poluição ou até nuvens) que alteram o PMP.

Observaremos e discutiremos as principais técnicas de MPPT da literatura, tratadas adiante, a fim de compará-las e explicar como estas são tão importantes para garantir o máximo aproveitamento da capacidade de geração de energia dos módulos fotovoltaicos mesmo na presença de intempéries como os acima citados, buscando sempre o PMP para alcançar rendimento ótimo.

2.5 Técnicas de MPPT

Os avanços no ramo da energia fotovoltaica, mencionados no início deste capítulo, desencadearam avanços nos setores associados, fato este relatado por diversos autores, (KUNDU, GUPTA e KUMAR, 2016) o que aponta um aumento acentuado de publicações na comunidade científica referentes às técnicas de MPPT entre os anos de 2008 e 2015.

Hoje existem diversas pesquisas de técnicas de MPPT, desde o primeiro P&O, bastante semelhante com o proposto neste trabalho, até técnicas mais sofisticadas com uso de Inteligência Artificial (Lógica Fuzzy e RNA). Para fins comparativos, algumas características são consideradas parâmetros basilares na literatura e foram levados em conta para a proposta deste trabalho:

1. Investimento financeiro necessário;
2. Aplicação *on-grid*, *off-grid* ou ambos;
3. Número de estágios de conversão (geralmente um ou dois);
4. Perfil da estratégia de controle (direto, indireto ou probabilístico);
5. Grandezas necessárias para o controle (tensão, corrente, irradiância, temperatura);
6. Dependência do controle com as variáveis relacionadas ao módulo fotovoltaico;
7. Grau de complexidade (simples, médio ou complexo);
8. Precisão, eficácia e rapidez.

A técnica proposta neste trabalho destaca-se principalmente pelas características 1, 6 e 7, devido à sua técnica de controle independente das variáveis do barramento CC, o que torna simples o controle e reduz o número de sensores necessários, consequentemente diminuindo os custos de implementação desta tecnologia. Para uma melhor comparação e defesa da proposta deste trabalho, são em seguida apresentadas algumas das técnicas de MPPT mais difundidas na literatura (BRITO, GALOTTO, et al., 2012) (SUBUDHI e PRADHAN, 2013) com foco nas características destacadas acima.

2.5.1 Tensão Constante

Esta técnica realiza um rastreamento indireto do PMP. Isso se deve ao fato de que ele define e acompanha apenas a tensão do módulo, buscando, portanto, o VMP. Para tanto, define-se uma referência fixa de tensão baseada nos dados do fabricante a fim de garantir a operação do módulo fotovoltaico sempre no valor do PMP. Pode-se dizer que suas principais vantagens são sua simplicidade e ausência de necessidade de monitoramento da corrente de entrada. Em contrapartida, ela é muito suscetível às variações de irradiância e, especialmente, de temperatura, uma vez que ambas são variáveis que alteram os pontos ideais da curva IxV dos módulos fotovoltaicos. Essa susceptibilidade às variações do meio tornam-a uma técnica pouco confiável individualmente. Pode, porém, ser um bom auxílio se combinada com outras técnicas.

2.5.2 Tensão de circuito aberto/Corrente de Curto-Circuito

Ambas as técnicas se baseiam no fato de que o V_{MP} e o I_{MP} são diretamente proporcionais à tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito respectivamente, acompanhados das constantes k_v e k_i tipicamente entre 0,7 e 0,8 para o primeiro, e entre 0,9 e 0,98 para o segundo.

O grande problema consiste nas variações que os dois pontos sofrem com irradiância e temperatura, o que faz com que os métodos dependam de medições periódicas da variável associada (seja tensão ou corrente) a fim de ajustar a referência. Para efetuar estas medições, é necessário desconectar o módulo, o que, conseqüentemente, reduz a eficiência energética, fora a fragilidade às variações repentinas tanto de irradiância quanto de temperatura (LEITE, 2017).

2.5.3 Condutância Incremental

Muitas vezes comparada com a técnica P&O, ambas são amplamente utilizadas por apresentarem alto grau de precisão do PMP. A técnica de Condutância Incremental se baseia no cálculo da derivada da potência em relação à tensão (dP/dV). No ponto de máxima potência, dP/dV é zero, sendo positiva em qualquer ponto à esquerda dele e negativa em qualquer ponto à direita. Ela utiliza deste fato para a sua tomada de decisão, seja para incrementar a condutância (caso esteja à esquerda do PMP) ou atenuá-la (caso esteja à direita do PMP), com o intuito de alcançar o ponto de derivada igual a zero.

Idealmente, o método cessaria ao alcançar o ponto de máxima potência. Porém, seja por ruídos, oscilações de irradiância ou temperatura ou até imprecisões nas medições, este ponto é quase inatingível. Na prática, a técnica tende a oscilar em pontos próximos do PMP, o que assemelha este método com o P&O.

Como suas principais desvantagens destacam-se certa complexidade, tanto para compreensão quanto para programação e controle, além de necessitar avaliar tanto corrente quanto tensão do módulo fotovoltaico, o que aumenta significativamente seu custo. Dentre suas vantagens, além do alto grau de precisão já mencionado, segundo (MASTROMAURO, LISERRE, et al., 2009) esta técnica possui uma ótima resposta transitória para variações de irradiância ou de temperatura, maior até do que a técnica de P&O.

2.5.4 Perturba e Observa (P&O)

Segundo Karami, a P&O é uma das técnicas de MPPT mais utilizadas no mercado (N. KARAMI, 2017). Nela, ajusta-se a tensão de referência a passos fixos (chamada também de perturbação de tensão) a fim de alcançar o PMP. A tomada de decisão do controle para a perturbação é definida pela potência do módulo fotovoltaico. Esta potência é constantemente medida e comparada com a medição anterior para definir se haverá acréscimo ou diminuição na referência da tensão. Enquanto a potência do módulo estiver aumentando, mantém-se no sentido do passo anterior, caso contrário, inverte-se o sentido do passo (LIM e HAMILL, 2000). É natural desta lógica que o ponto de máxima potência nunca é de fato atingido, mas oscila-se em torno dele a cada passo, ao variar a referência.

Assim como a técnica de condutância incremental, esta possui a desvantagem de precisar tanto de sensor de corrente quanto de tensão do módulo fotovoltaico e, além disso, sua resposta para mudanças repentinas de irradiação também é prejudicada (BRITO, GALOTTO, et al., 2012). Sua principal vantagem em comparação com a condutância incremental está em sua simplicidade, facilitando sua implementação e buscas por otimização da técnica. Neste sentido, alguns trabalhos podem ser mencionados como XIAO e DUNFORD, 2004 e ABDELSALAM, MASSOUD, et al., 2011 que utilizam passos de tensão variável que começam com aumentos mais intensos na referência, mas, ao se aproximarem do PMP diminuem, o que propicia um melhor tempo transitório.

2.5.5 Outras técnicas de MPPT

Como consequência do aumento vertiginoso das pesquisas relacionadas à energia fotovoltaica e técnicas de MPPT, muitas outras propostas surgiram ao longo dos anos:

- Método Beta (β): utiliza uma variável intermediária β (definida por uma equação com certo grau de complexidade) para definição e tomada de decisão do controle (JAIN e AGARWAL, 2004). É considerado um método com boa resposta transitória, mas com a desvantagem da necessidade de se conhecer os parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico;

- Correlação de *Ripple*: esta técnica se baseia no monitoramento do *ripple* de tensões e correntes presentes naturalmente em conversores de dois estágios, o que dispensa perturbações definidas pelo controle, já que essas ocorrem naturalmente pelo chaveamento da potência (ESRAM, KIMBALL, et al., 2006). Esta técnica possui rápida convergência para o PMP, mas é limitada ao ganho do compensador utilizado no controle do conversor ;

- MPPT baseado na lógica Fuzzy e MPPT baseado em Redes Neurais Artificiais (RNA): ambas técnicas sofisticadas que combinam Inteligência Artificial com as lógicas dos modelos clássicos de MPPT (SUBUDHI e PRADHAN, 2013);

- Método Baseado na Temperatura: muito semelhante ao Método da Tensão Constante, mas com foco no sensoriamento da temperatura do módulo fotovoltaico (R.F.Coelho, IEEE 2010);

- Técnicas Híbridas: baseiam-se na combinação de duas ou mais técnicas de MPPT. Apesar da elevada complexidade, estas combinações costumam ser muito favoráveis, já que que um método consegue superar as dificuldades do outro (como tempo de resposta transitória ou até mesmo a própria eficiência individual dos métodos), motivo este que faz do método híbrido de MPPT o mais utilizado comercialmente (SUBUDHI e PRADHAN, 2013).

A Tabela 1 resume as principais características discutidas acima para as técnicas de MPPT apresentadas. Importante destacar que nos capítulos 3 e 4 as características da técnica proposta são detalhadas com maior clareza, explicando cada uma das classificações presentes na tabela.

Tabela 1 – Resumo das principais técnicas de MPPT presentes na literatura

Técnica MPPT	Dependência do Módulo	Eficiência	Sensores CC	Complexidade	Resposta Transitória
Tensão Constante	Sim	Ruim	Tensão	Muito Simples	Muito Ruim
Tensão de circuito aberto	Sim	Ruim	Tensão	Muito Simples	Muito Ruim
Condutância Incremental	Não	Bom	Tensão e Corrente	Médio	Boa
P&O	Não	Bom	Tensão e Corrente	Simples	Boa
Método Beta	Sim	Excelente	Tensão e Corrente	Médio	Excelente
Correlação Controle de <i>Ripple</i>	Não	Bom	Tensão e Corrente	Complexo	Boa
Lógica Fuzzy	Não	Excelente	Tensão e Corrente	Médio	Excelente
Temperatura	Sim	Excelente	Tensão e Temperatura	Simples	Boa
Técnicas Híbridas	Não	Excelente	Tensão e Corrente	Complexo	Excelente
Proposta da Tese	Não	Excelente	Nenhum	Simples	Boa

Fonte: Adaptado de Brito et. al, 2013.

2.6 Técnicas de GMPPT

Uma questão recorrente na literatura quando se discute a eficiência das técnicas de MPPT é o comportamento das mesmas em casos de condições não uniformes de irradiância, geralmente provocadas por sombreamento parcial. Diversos fenômenos podem ocasionar sombreamento parcial das células dos módulos fotovoltaicos como: construções elevadas próximas à instalação, árvores que não podem ser podadas ou removidas, e acúmulo de sujeira na superfície do módulo.

O grande problema está relacionado ao fato de cada módulo fotovoltaico constituir-se da associação em série de diversas células fotovoltaicas individuais. Em casos de sombreamento parcial, ocasionando incidência não uniforme de irradiância sobre uma ou mais destas células, limita-se a corrente total do conjunto para a condição de irradiância da célula mais prejudicada, prejudicando a geração do conjunto todo. Em casos de arranjos fotovoltaicos com módulos associados em série, o efeito se propaga, prejudicando ainda mais a capacidade de geração de energia.

Em acréscimo ao próprio problema da perda de eficiência na geração de energia, as células que não estiverem sombreadas ainda estarão gerando energia, dissipando-a em forma de calor na própria célula, podendo causar danos ao sistema de geração. Cabe ressaltar que este fenômeno é normalmente contornado com o uso de diodos de by-pass

fornecendo um caminho de desvio para a corrente mas, ainda assim, não soluciona o problema da limitação da eficiência da geração de energia.

Para solucionar o problema da incidência não uniforme de irradiância, técnicas de GMPPT começaram a ser desenvolvidas. Alguns estudos, voltados ao aperfeiçoamento das técnicas clássicas, buscaram melhorar a resposta das mesmas para casos de sombreamento parcial, enquanto outros buscaram propor novas estratégias de controle capazes de efetuar o GMPPT. A Tabela 2 reúne algumas destas técnicas de GMPPT que serviram de inspiração para este trabalho com uma breve discussão sobre seus graus de complexidade e sua capacidade de atuação em diferentes condições não uniformes de irradiância.

Tabela 2 – Levantamento de estratégias GMPPT presentes na literatura

Técnica GMPPT	Atuação em condições não uniformes de irradiância	Complexidade	Resumo Geral
Técnica de rastreamento do PGMP utilizando lógica Fuzzy (ALAJMI, AHMED, et al., 2013)	Detecta o PGMP em todas as condições de operação	Alta	Modifica a técnica clássica P&O com a adição de elementos baseados na lógica Fuzzy visando rastrear o PGMP
Controlador de MPPT melhorado para sistemas fotovoltaicos (CHEN, TIAN, et al., 2014)	Detecta o PGMP em todas as condições de operação.	Baixa	Em sistemas de maior potência, a presença de diversos sensores eleva consideravelmente o seu custo operacional.
Algoritmo VWS (<i>Voltage Window Search</i>) (BOZTEPE, GUINJOAN, et al., 2014)	Falha em situações com irradiação solar não uniforme atípicas	Média	Em casos totalmente atípicos, nos quais os PFMP estejam fora da faixa esperada, o algoritmo desenvolvido pode falhar
Escaneamento da Curva P-V (OLIVEIRA JÚNIOR, PIRES, et al., 2018)	Detecta o PGMP em todas as condições de operação	Baixa	As perdas durante o processo de busca do PGMP são minimizadas pelo cálculo do ponto inicial de operação e também pelo passo variável entre as etapas do algoritmo.
Técnica do Lobo Cinzento (S. Mohanty, et al., 2016)	Detecta o PGMP em todas as condições de operação	Média	Possui uma resposta transitória muito rápida, com quase nenhuma oscilação em regime permanente.
Técnica do Enxame para otimização de MPPT (K. Ishaque, et al., 2013)	Falha em situações com irradiação solar não uniforme atípicas.	Médio	Melhorias de seu desempenho em certos casos de sombreamento parcial são possíveis, mas com custos e complexidade mais elevados.
Algoritmo da polinização de flores (Nourhan M. Elbehairy, et al., 2019)	Detecta o PGMP em todas as condições de operação	Médio	Usando o método de comparação de três pontos o trabalho busca mitigar as limitações clássicas encontradas na técnica P&O.
Algoritmo GMPPT com uso de referência de corrente e curva P-I (Sivacharan Reddy Devireddy, et al., 2022)	Falha em situações com irradiação solar não uniforme atípicas	Médio	Calculando a corrente mínima do PV ajuda a descartar valores de corrente mais baixos onde não existe pico global, reduzindo assim a região de busca e melhorando sua eficiência.
Algoritmo MPPT controlado por equipamentos computacionais de baixo consumo (Ingegnoli, A., & Iannopollo, A. 2010)	Falha em situações com irradiação solar não uniforme atípicas	Médio	Ao introduzir um incremento variável da razão cíclica, o algoritmo pode se adaptar de forma mais eficaz às condições ambientais em mudança, resultando em maior eficiência.

2.7 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados dados relativos ao crescimento de investimentos e, conseqüentemente pesquisas, nas energias renováveis, com foco na energia solar fotovoltaica, no Brasil e no mundo. As informações apontam para um crescimento exponencial dela e demonstram a tendência de intenso crescimento para este setor. O levantamento do estado da arte proposto neste capítulo também situa o Brasil como um dos 10 países que mais investem e empregam no setor de energia solar fotovoltaica do mundo, com participação cada vez maior na matriz energética nacional.

O capítulo também fez um levantamento das características e importância dos inversores fotovoltaicos, discutindo suas possíveis topologias e, então, apresentando a proposta de topologia deste trabalho. Aponta-se, também, a importância dos inversores solares dentro do contexto da pesquisa de energia fotovoltaica, tendo uma participação significativa no custo final da produção. No âmbito nacional, destaca-se o mercado de inversores solares e a importância de investimento em pesquisa e montagem deles com tecnologia brasileira para fomentar ainda mais este ramo.

Neste capítulo também foi feito um levantamento bibliográfico das técnicas clássicas de MPPT presentes na literatura, discutindo brevemente seu funcionamento e suas principais características. A proposta de técnica MPPT desta tese é, então, apresentada comparativamente com as técnicas clássicas e tem suas principais contribuições evidenciadas.

Por fim, a Tabela 1 resumiu o estudo comparativo da técnica de MPPT proposta nesta tese com as técnicas clássicas apresentadas anteriormente, estabelecendo um cenário favorável para a pesquisa.

Capítulo 3. Princípios de Operação

3.1 Introdução

Este trabalho utiliza uma topologia de inversor monofásico VSI de estágio único para injeção de corrente senoidal na rede, com controle GMPPT para módulos fotovoltaicos, por meio da proposição de uma nova estratégia de rastreamento de corrente sem necessidade de uso de sensores no barramento CC do sistema.

Neste capítulo serão apresentadas as etapas de operação do conversor e a lógica de controle a ser empregada. Serão discutidas as particularidades de cada uma das etapas e as características gerais do circuito, assim como o dimensionamento de importantes componentes do circuito de potência, como o indutor de acoplamento e o capacitor do barramento CC.

Quanto ao controle, a principal contribuição em termos de inovação, este capítulo apresenta o algoritmo proposto e as discussões sobre o porquê de seu uso. A proposta baseia-se no controle por monitoramento da largura de pulso do comando das chaves de alta frequência do inversor, mantendo a corrente injetada na rede como variável imposta, sem necessidade de monitorar tensão ou corrente no barramento CC, o que reduz custos com sensores.

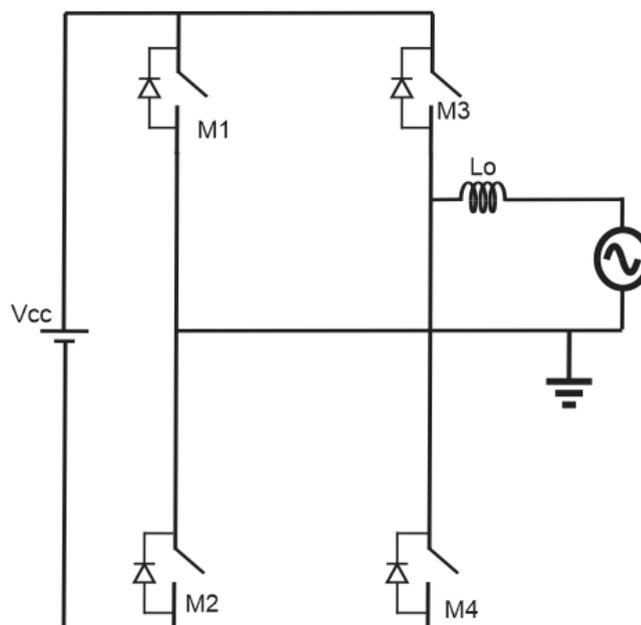
3.2 Inversor Monofásico

Inicialmente este trabalho utiliza uma topologia de inversor monofásico com comutação *hard*, a fim de atestar a eficiência da lógica de controle proposta. A operação do conversor é simples e envolve apenas 4 etapas de operação. Ressalta-se que a topologia comum de conversor CC-CA monofásico com comutação *hard* já é um assunto recorrente e presente na literatura descrita e analisada neste tópico para fins demonstrativos.

3.2.1 Descrição da Topologia

O arranjo do circuito inversor monofásico pode ser visualizado na Figura 15. Nela, vê-se que os diodos em anti-paralelo com as chaves são os próprios diodos intrínsecos dos interruptores.

Figura 15 – Topologia do inversor monofásico com comutação *hard*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na figura 15, à esquerda, apresenta-se um barramento CC ideal vindo do módulo fotovoltaico para simplificação da análise. As chaves foram denominadas M1, M2, M3 e M4 devido à escolha de chaves utilizadas na simulação que foram MOSFETs. Já à direita vê-se o indutor, componente com papel essencial para o acoplamento do barramento CC com a rede CA. Uma fonte senoidal foi empregada para representar a rede elétrica CA.

O inversor é um elemento essencial em um sistema fotovoltaico. Sua principal função é transformar a geração CC dos módulos em CA para alimentar as cargas associadas e efetuar as devidas conexões com a rede elétrica (em casos on-grid).

No circuito representado na Figura 15 tem-se dois braços de chaves que comumente são denominados braço de alta frequência e braço de baixa frequência. O braço de baixa frequência, à esquerda na figura, é composto pelas chaves M1 e M2. O braço é assim denominado pois estas chaves são responsáveis apenas pelo chaveamento de semiciclo, ou seja, M1 permanece fechada durante todo o semiciclo positivo da rede elétrica e M2

permanece fechada durante todo o semiciclo negativo da mesma, ambas a partir de um controle simples.

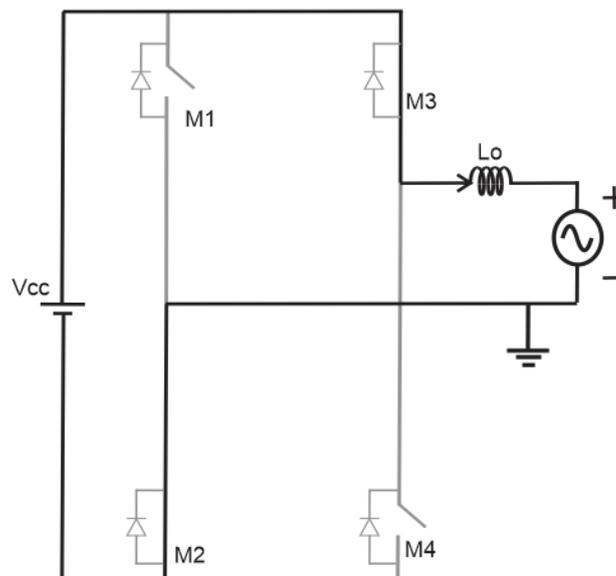
O outro braço, composto pelas chaves M3 e M4, é o braço de alta frequência, onde de fato é executada a lógica de controle empregada. Cada uma das chaves trabalha em par com uma das chaves de semiciclo, M2 com M3 e M1 com M4.

3.2.2 Etapas de Operação

Neste tópico são apresentadas as quatro etapas de operação do inversor monofásico com comutação *hard*. Cada etapa possui suas particularidades e importância para a completa análise do comportamento do inversor.

Etapa 1 - A Figura 16 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela acontece durante o semiciclo positivo e quando a corrente injetada está abaixo da referência desejada. Verifica-se que a corrente máxima fornecida pelo arranjo fotovoltaico pode variar com as intempéries (como sombreamento ou chuva). Cabe ao controle ajustar a referência a fim de extrair o máximo desta corrente e se corrigir quando a capacidade do módulo reduzir. Durante esta etapa, as chaves M3 e M2 permanecem fechadas, o que aumenta a corrente no indutor até o momento em que esta corrente supera a referência imposta pelo controle.

Figura 16 – Inversor monofásico: primeira etapa de operação

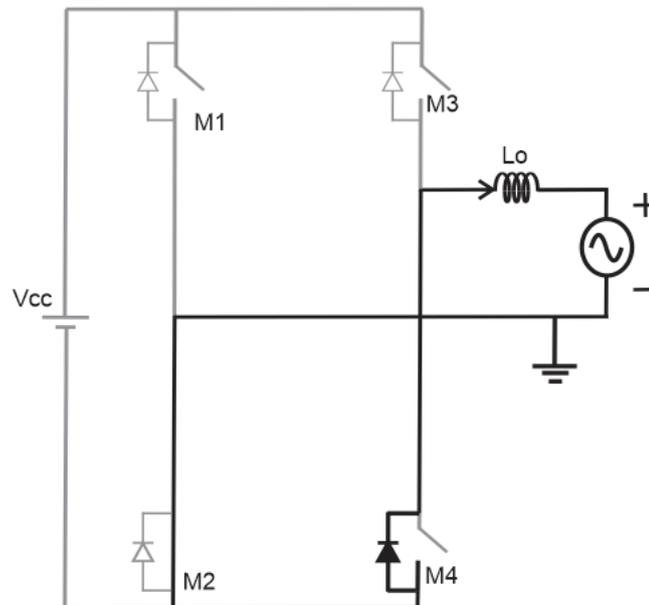


Fonte: Dados do próprio autor.

Etapa 2 - A figura 17 ilustra o caminho da corrente nesta etapa. Ela tem início quando a corrente no indutor supera a de referência (fim da etapa 1), ainda no semiciclo

positivo. Neste momento a chave M3 se abre e a M2 continua fechada. Nesta condição, o barramento CC para de fornecer corrente para a rede e a corrente do indutor decresce até ficar abaixo da referência.

Figura 17 – Inversor monofásico: segunda etapa de operação.

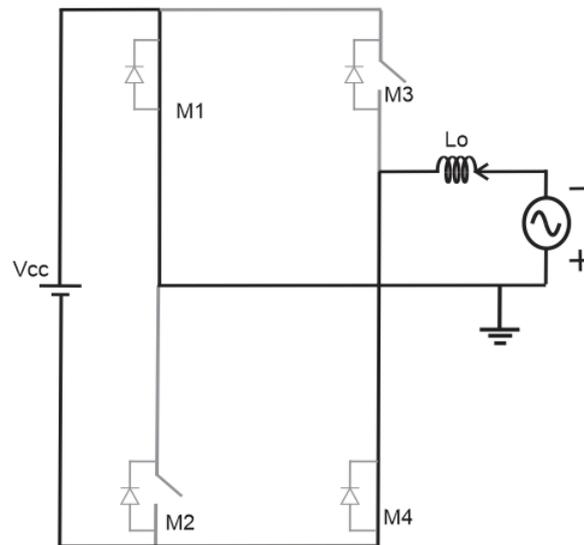


Fonte: Dados do próprio autor.

As etapas 1 e 2 se repetem em alta frequência durante todo o semiciclo positivo da onda. Esta frequência de chaveamento é definida pelo controle e mais discutida quando explicado o comparador de histerese. Quando a corrente passa para o semiciclo negativo, dá-se início às etapas 3 e 4.

Etapa 3 - A figura 18 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Ela tem início quando a corrente injetada na rede passa para o semiciclo negativo e permanece até que a corrente no indutor supere, em módulo, o valor da referência. Durante esta etapa, as chaves M1 e M4 estão fechadas.

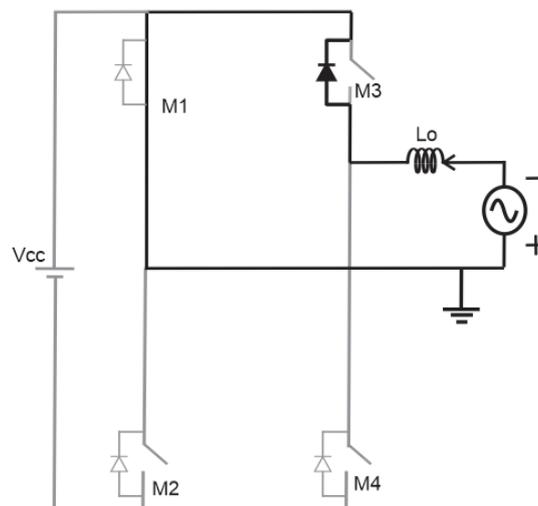
Figura 18 – Inversor monofásico: terceira etapa de operação



Fonte: Dados do próprio autor.

Etapa 4 - A figura 19 ilustra o caminho da corrente nesta etapa. Ela tem início quando o módulo da corrente no indutor supera o da referência (fim da etapa 3), ainda no semiciclo negativo. Neste momento a chave M4 se abre e M1 continua fechada. A corrente circula pelo diodo de roda livre de M3 e pela chave M1. Nesta condição, o barramento CC para de fornecer corrente para a rede e a corrente do indutor decresce nela até ficar novamente abaixo da referência.

Figura 19 – Inversor monofásico: quarta etapa de operação.



Fonte: Dados do próprio autor.

As etapas 3 e 4 repetem em alta frequência durante todo o semiciclo negativo da onda. Quando a corrente passa para o semiciclo positivo, dá-se novamente início às etapas 1 e 2 e assim, sucessivamente.

3.3 Dimensionamento do Circuito de Potência

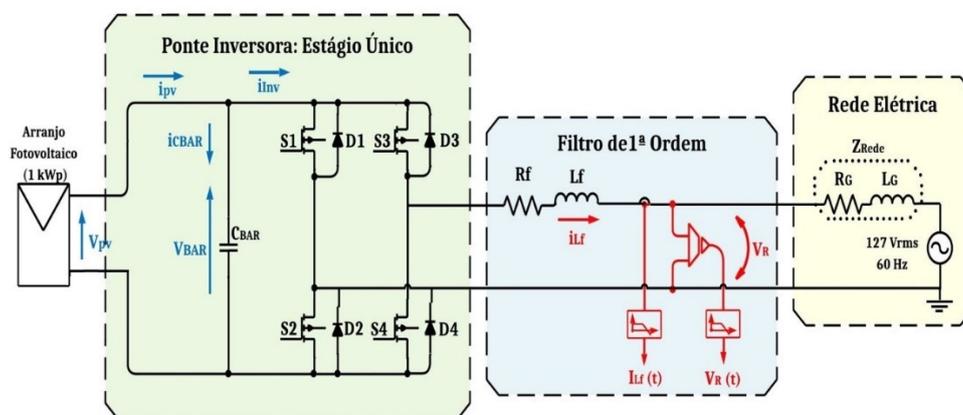
Conforme discutido anteriormente, a topologia proposta neste trabalho apresenta apenas um estágio: o inversor monofásico. Neste tópico é apresentado o projeto do circuito de potência deste conversor CC – CA, assim como o dimensionamento do capacitor do barramento CC e do indutor de acoplamento CA.

As características do módulo fotovoltaico também são aqui apresentadas, uma vez que são de caráter determinante para o dimensionamento dos componentes do conversor. As equações e procedimentos de cálculo dos valores de capacitância e indutância são apresentados e discutidos. Futuramente suas escolhas são justificadas nas etapas de ensaios experimentais e de simulação.

3.3.1 Descrição do Circuito

Conforme discutido no capítulo 2, a topologia de inversor escolhida para este trabalho é um VSI monofásico de estágio único *on-grid*. A Figura 20 ilustra o inversor em ponte completa assim como toda a estrutura de potência proposta.

Figura 20 – Estrutura de potência de inversor VSI monofásico de estágio único *on-grid* proposta.



Fonte: Dados do próprio autor.

Pode-se notar na Figura 20 os dois sensores utilizados na proposta, um de tensão e um de corrente, ambos no ponto de acoplamento com a rede CA. A seguir, são

dimensionados todos os componentes presentes nesta figura, apresentando tanto o memorial de cálculo de C_{Bar} (capacitor do barramento CC) e L_f (indutor de acoplamento) quanto o processo de escolha das chaves do inversor.

3.3.2 Especificação dos Componentes

Para projetar os componentes do conversor proposto, toma-se como base parâmetros da entrada provindos do módulo fotovoltaico emulado, com potência nominal e tensão média no elo CC. Portanto, na Tabela 3 estão apresentados os principais parâmetros do módulo fotovoltaico para uma condição de 1000 W/m^2 de irradiância e 25°C de temperatura.

Tabela 3: Dados do arranjo fotovoltaico – condições nominais de ensaio

Características	Valor
Máxima Potência	1000 W
Tensão de Máxima Potência	265,5 V
Corrente de Máxima Potência	3,77 A
Tensão de Circuito Aberto	331,5 V
Corrente de Curto-Circuito	4,2 A

Outros parâmetros de igual relevância para o dimensionamento dos componentes do circuito de potência são as variações de tensão e corrente admissíveis, consideradas para o dimensionamento do capacitor e do indutor, respectivamente, assim como a frequência de chaveamento dos semicondutores. A Tabela 4 apresenta os valores estabelecidos para este projeto.

Tabela 4: Parâmetros de projeto

Parâmetro	Valor
ΔV_{Bar} (variação de tensão)	2%
ΔI_{LF} (variação de corrente)	8%
f_s (frequência de chaveamento)	25 kHz
f_g (frequência da rede elétrica)	60Hz

O dimensionamento adequado do capacitor C_{Bar} possui grande importância para o circuito de potência, uma vez que está diretamente relacionado com a tensão do barramento CC e a extração de máxima potência dos módulos fotovoltaicos. Em (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005) obtém-se os critérios de projeto para o capacitor, de acordo com (1):

$$C_{Bar} \geq \frac{P_N}{2 \cdot \omega_g \cdot V_{Bar} \cdot \Delta V_{Bar}} \quad (1)$$

Em que:

C_{Bar} - Capacitância de desacoplamento [F];

P_N - Potência nominal do inversor [W];

ω_g - Frequência angular da rede elétrica [rad/s];

V_{Bar} - Tensão média do elo CC [V];

ΔV_{Bar} - Ondulação de tensão do elo CC [V];

Assumindo potência nominal do inversor igual à máxima potência do sistema fotovoltaico (1000 W), oscilação de tensão ΔV_{Bar} de 2% e V_{Bar} de 270V (próxima da V_{MP}), calcula-se C_{Bar} como maior que 0,9 mF.

Em seguida, escolheu-se um filtro indutivo para a saída do inversor com função de atenuar as componentes harmônicas da corrente injetada na rede CA. A fim de manter o perfil de baixo grau de complexidade para o projeto, optou-se por um filtro indutivo de primeira ordem, projetado conforme em (BARBI, 2008), de acordo com (2):

$$L_f = \frac{V_{Bar}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_f}}; \text{ se } V_{r_max} \geq V_{Bar}/2$$

$$L_f = \frac{V_{r_max}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_f}} \left(1 - \frac{V_{r_max}}{V_{Bar}} \right); \text{ se } V_{r_max} < V_{Bar}/2 \quad (2)$$

Em que:

L_f - Indutância do indutor de filtro [H];

V_{r_max} - Pico de tensão da rede elétrica [V];

ΔI_{L_f} - Ondulação de corrente do indutor [A];

Como a topologia proposta é monofásica, assume-se sua tensão de pico próxima de 180 V (valor superior à metade de V_{Bar}), determinando que a parte superior de (2) fosse

utilizada para calcular a indutância do filtro. Com o pico de corrente de 11,5 A, oscilação de corrente ΔI_{LF} de 8% (0,92 A), frequência máxima de chaveamento de 25 kHz, calcula-se a indutância L_f de 940 μH .

Os interruptores escolhidos foram os MOSFETs. São aqui dimensionados seus limites de tensão de isolamento e corrente de condução considerando as condições extremas do circuito de potência. A Tabela 5 apresenta o resumo destas grandezas.

Tabela 5: Dados do circuito de Potência

Capacitor do barramento CC	900 μF
Indutor de acoplamento L_o	940 μH
Potência injetada na rede	1 kW
Corrente (pico) injetada na rede	11,5 A
Tensão de isolamento das chaves	500 V
Corrente máxima das chaves	30 A
Máxima Frequência de chaveamento	50 kHz

Fonte: Dados do próprio autor

3.4 Lógica de Controle

Nesta seção apresentar-se-á a lógica de controle empregada. Conforme discutido no Capítulo 2, a proposta de controle tem caráter de destaque na tese desenvolvida com mais detalhes do desenvolvimento desta até então realizado.

Primeiramente, é apresentado o algoritmo da estratégia de controle. Secundariamente, é apresentada e discutida a nova proposta de GMPPT desenvolvida para este trabalho e a sua contribuição em relação às técnicas de controle clássicas apresentadas no Capítulo 2. Serão demonstrados detalhes do circuito montado em simulação nos capítulos seguintes, retomando a discussão aqui apresentada.

3.4.1 Análise Matemática

A partir da análise matemática da topologia proposta é possível alcançar um melhor entendimento da lógica de controle a ser empregada neste trabalho. Primeiramente, assumindo um sistema ideal, escreve-se:

$$p_{entrada}(t) = p_{saída}(t) \quad (3)$$

Em que:

$p_{entrada}(t)$ – Potência elétrica instantânea na entrada do inversor [W]

$p_{saída}(t)$ – Potência elétrica instantânea na saída do inversor [W];

Desenvolvendo (3) a partir das equações (4) e (5) e, analisando o circuito representado na Figura 20, logo, obtém-se (6):

$$p_{entrada}(t) = V_{bar}(t) \cdot I_{inv}(t) = V_{bar}(t) \cdot [I_{pv}(t) - I_{cbar}(t)] \quad (4)$$

$$p_{saída}(t) = V_{rede}(t) \cdot I_{Lf}(t) \quad (5)$$

$$V_{bar} \cdot [I_{pv}(t) - I_{cbar}(t)] = V_{rede}(t) \cdot I_{Lf}(t) \quad (6)$$

Em que:

$V_{bar}(t)$ – Tensão Instantânea do Barramento CC [V]

$I_{inv}(t)$ – Corrente Instantânea Injetada no Inversor [A]

$I_{pv}(t)$ – Corrente Instantânea Injetada pelo Módulo Fotovoltaico [A]

$I_{cbar}(t)$ – Corrente Instantânea Injetada do capacitor do elo CC [A]

$I_{Lf}(t)$ – Corrente Instantânea Injetada na Rede Elétrica [A]

$V_{rede}(t)$ – Tensão Instantânea da Rede Elétrica [V]

Notadamente, verifica-se que para (5) considera-se um sistema ideal com imposição de fator de potência unitário, por isso a ausência do termo $\cos\theta$. Por fim, a partir da análise de (6), podem-se destacar as grandezas relacionadas à transferência de potência da topologia proposta: $V_{bar}(t)$, $I_{inv}(t)$, $I_{pv}(t)$, $I_{cbar}(t)$, $I_{Lf}(t)$ e $V_{rede}(t)$, sendo apenas a última uma grandeza fixada e todas as outras passíveis de variação e portanto, controle.

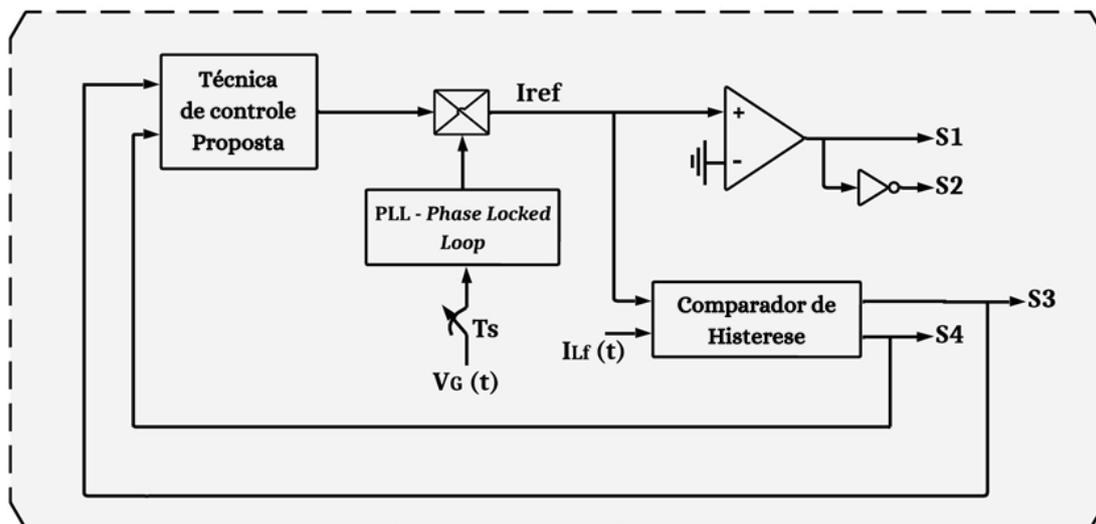
Com sequência ao raciocínio apresentado, o controle proposto neste trabalho baseia-se na imposição da corrente injetada na rede ($I_{Lf}(t)$). Observando (6), deve-se salientar que variações na corrente a serem injetadas na rede alteram a dinâmica do circuito, fato corrigido com a manutenção do balanço de potência. Em uma primeira análise, aumentos ou decréscimos de $I_{Lf}(t)$ provocam o mesmo efeito nas variáveis V_{Bar} e I_{PV} do lado direito da equação (diretamente proporcionais) e efeito contrário em I_{Cbar} .

Na prática, considerando V_{rede} constante, ao se aumentar I_{Lf} , aumenta-se a potência de saída do sistema, conseqüentemente elevando a demanda de potência na entrada. Enquanto o módulo conseguir prover tal potência, V_{Bar} tende a decrescer e I_{pv} tende a subir, ambos em direção ao PMP. Desta forma, realiza-se um controle indireto do lado CC do sistema a partir da imposição da corrente injetada na rede. Quando a demanda de potência na saída torna-se maior do que o módulo é capaz de prover na entrada, o aumento de I_{Lf} provocará diminuição de I_{Cbar} enquanto o capacitor tenta, momentaneamente, prover a potência “extra” demandada. Neste processo a tensão no capacitor, e conseqüentemente, a tensão V_{Bar} decresce mais rapidamente (Pires, Lucas,2019) e uma correção na referência do controle de imposição de corrente deve ser realizada.

3.4.2 Algoritmo de Controle das Chaves

Na Figura 21 apresenta-se o algoritmo do controle empregado para a proposta. Percebe-se o baixo grau de complexidade desejado para a lógica de controle, mantendo duas chaves do inversor comutando em baixa frequência (S1 e S2) e outras duas em alta frequência com controle por histerese (S3 e S4). Ao controle das chaves M3 e M4 é acrescentada a lógica GMPPT proposta.

Figura 21 – Lógica de Controle proposta



Fonte: Dados do próprio autor

Demonstra-se a simplicidade do algoritmo de comutação, o que torna possível a opção de ser realizado até mesmo por controle analógico, com o uso de poucos amplificadores operacionais e transistores, sendo necessário controle digital apenas para

a rotina de GMPPT a ser implementada. Esta também promete ser robusta e barata, hábil de ser executada com uso de microprocessadores menores e mais simples.

3.4.3 Técnica de MPPT utilizada

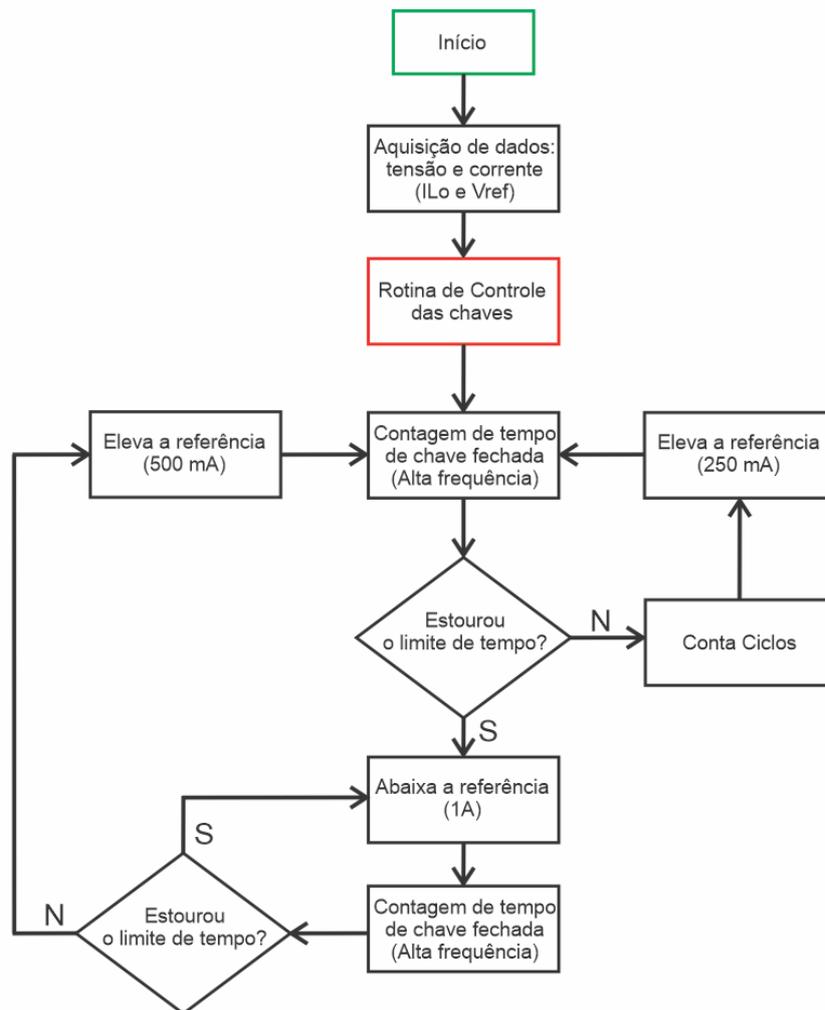
Conforme apresentado no Capítulo 2, o ramo das energias renováveis cresce intensamente nas últimas décadas e, dentre elas, a energia fotovoltaica ganha cada vez mais destaque. Por se tratar de um conhecimento científico promissor (TESSLER e LANDERS, 2015) muito progresso ainda pode ser buscado.

Duas principais vertentes de pesquisa voltadas para o MPPT podem ser destacadas aqui: (1) a busca pela máxima eficiência do processo; e (2) a busca por reduções de custos. Este trabalho se enquadra no segundo grupo, uma vez que sua principal contribuição é referente à redução no uso de sensores e a robustez de controle capaz de baratear o sistema em termos de capacidade de processamento do microcontrolador a ser empregado.

Nas técnicas anteriores de MPPT normalmente são utilizados 5 sensores para controle do sistema (três de tensão e dois de corrente) sendo eles: tensão e corrente dos módulos fotovoltaicos, tensão no barramento CC, tensão da rede elétrica e corrente no indutor de filtro. Este trabalho propõe um arranjo que necessita apenas dos sensores da rede (tensão na rede e corrente no indutor de filtro).

Outros trabalhos com o mesmo perfil de redução no uso de sensores já foram desenvolvidos (PIRES, Lucas 2019; MELO, Fernando, 2018) e serviram de conhecimento basilar para este. Em acréscimo a estes trabalhos, a contribuição desta proposta está ligada principalmente à simplicidade do algoritmo de controle a ser empregado, tendo seu fluxograma representado nas Figuras 22 e 23. Por operar de forma semelhante ao modelo P&O, o algoritmo de controle está baseado no tempo de fechamento das chaves de alta frequência (M3 e M4, conforme circuitos anteriormente ilustrados) que impõe a corrente a ser injetada na rede.

Figura 22 – Fluxograma do algoritmo de controle da estratégia de GMPPT proposta.

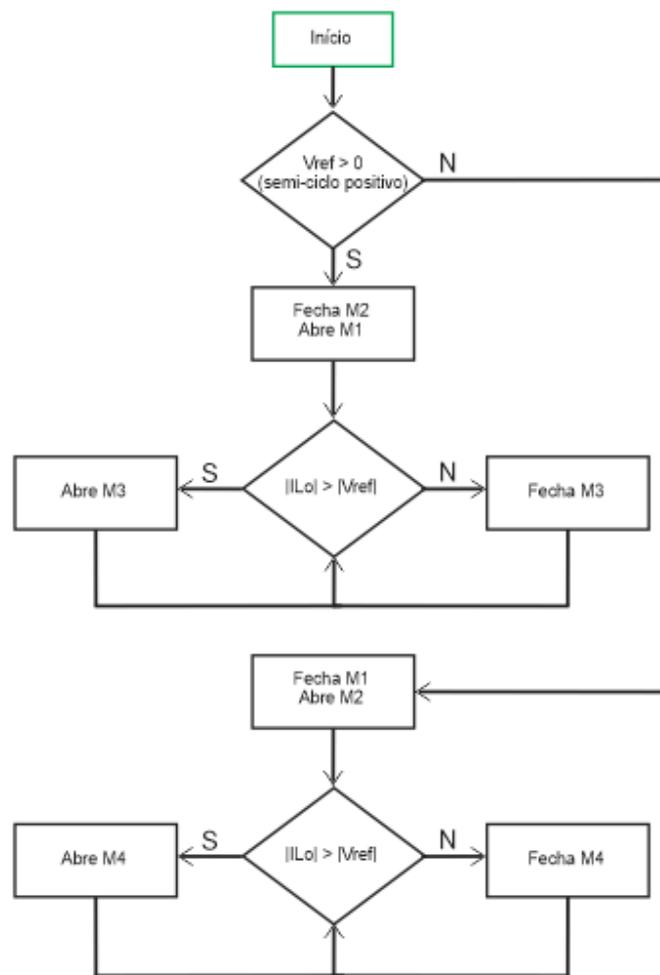


Fonte: Dados do próprio autor

De forma muito semelhante ao P&O, o controle proposto neste trabalho incrementa a referência constantemente, a fim de buscar o ponto de máxima geração de potência do módulo fotovoltaico. Nas técnicas anteriores, o incremento, chamado também de perturbação, é feito com relação à referência de tensão do barramento CC (BRITO, et al., 2012) e, neste trabalho, a referência a ser incrementada é a da corrente injetada na rede.

Assumindo inicialmente um valor baixo (1A de pico de corrente de referência), a cada incremento na referência da corrente injetada, aproxima-se do ponto máximo de potência (PMP) da curva $V \times I$ do módulo fotovoltaico. Quando o valor da corrente do PMP é ultrapassado na tentativa de atender ao controle, a chave de alta frequência permanece fechada por um longo intervalo de tempo.

Figura 23 – Fluxograma do algoritmo de controle do comando das chaves do inversor



Fonte: Dados do próprio autor

Durante todo o processo, um contador acompanha o tempo de fechamento dos pulsos de comando das chaves M3 e M4. Enquanto o contador não alcançar o limiar de tempo de chave fechada pré-definido pelo controle para as chaves de alta frequência, a referência de corrente injetada segue incrementada em busca do PMP. Quando o contador alcançar o limite, há indicação que o valor de corrente injetada é maior que o desejado, e a referência é ajustada para um valor inferior.

O limiar de tempo de chave fechada (LTCF), pode ser definido a partir da equação da tensão no indutor L_f :

$$V_{L_f} = L_f \cdot di_{L_f}/dt \quad (7)$$

$$V_{Bar} - V_R = L_f \cdot di_{L_f}/dt \quad (8)$$

Em que:

V_{L_f} – Tensão no indutor L_f [V]

L_f – Indutância do indutor L_f [H];

V_{Bar} – Tensão do barramento CC [V];

V_R – Tensão da rede elétrica [V];

di_{L_f}/dt – Derivada da corrente de L_f em função do tempo.

Considerando as condições de limiar para o tempo de chave fechada das chaves de alta frequência, a partir de (8) pode-se escrever:

$$\Delta_t = \frac{L_f \cdot \Delta i_{L_f}}{V_{MP} - V_R} \quad (9)$$

Em que:

Δ_t – LTCF [s]

Δi_{L_f} – Variação de Corrente Injetada na Rede Admissível por Projeto [A];

V_{MP} – Tensão de Máxima Potência do Módulo [V];

Para definir o LTCF, aplica-se a equação (9) em condições extremas de tempo de chaveamento, ou seja, define-se que o controle deve diminuir a referência da corrente injetada na rede para o caso da chave de alta frequência permanecer fechada mais tempo do que o maior período de tempo que ficaria para o PMP. Este tempo máximo acontece no pico da corrente e, considerando valores fixos para V_{Bar} e V_R , e L_f previamente projetados, ao se definir o ΔI aceitável na histerese pode-se estimar o Δt deste limiar de correção.

Destaca-se que, como esta proposta de controle utiliza apenas sensores na saída CA do sistema, o capacitor presente no barramento CC fornecerá a potência que o painel não conseguir nos curtos momentos em que o controle sair do PMP, o que pode provocar uma queda acentuada em sua tensão, logo, é imprescindível que este capacitor seja razoavelmente grande e que o controle seja devidamente calibrado para minimizar tais circunstâncias.

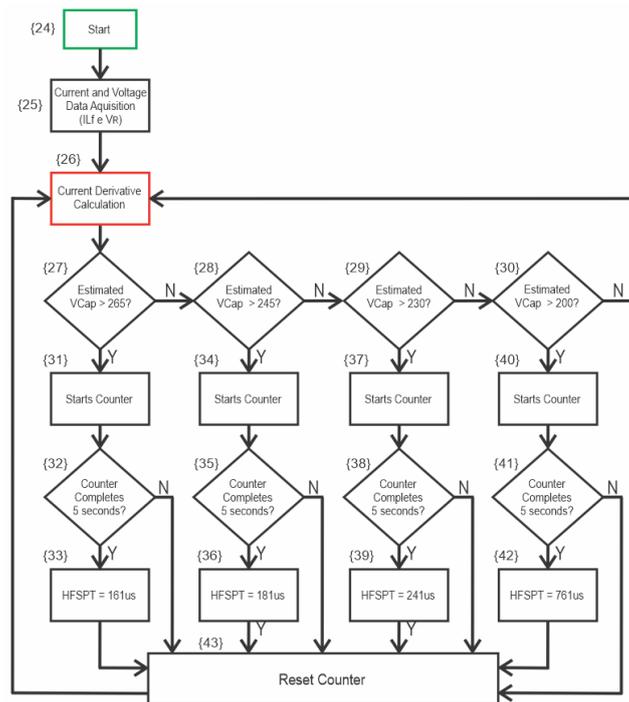
O grande desafio da técnica proposta neste trabalho está na escolha do não sensoriamento do barramento CC. A estratégia de controle apresentada a seguir representa a sub-rotina acrescentada para ajuste do limiar de correção. Esta é necessária principalmente para condições adversas de temperatura, pois conforme (9), nesta proposta de controle o tempo do limiar de correção sofre forte influência em casos de mudança do

V_{MP} do módulo e pouca em casos de mudança no I_{MP} , sendo, portanto, mais sensível às variações de temperatura do que às de irradiância.

3.4.4 Técnica da derivada da corrente

Para garantir que a técnica GMPPT seja capaz de atingir fator de rastreamento (FR)>99% em diferentes condições, o LTCF deve apresentar um comportamento adaptativo capaz de seguir as variações de tensão causadas por oscilações de temperatura ou mesmo condições de irradiação não uniformes. Neste sentido, o controle proposto é baseado na previsão da tensão do barramento CC por meio da medição da corrente na saída do inversor e cálculo de sua derivada conforme descrito no fluxograma da Figura 24.

Figura 24 – Fluxograma do algoritmo de controle para o cálculo e ajuste do LTCF.



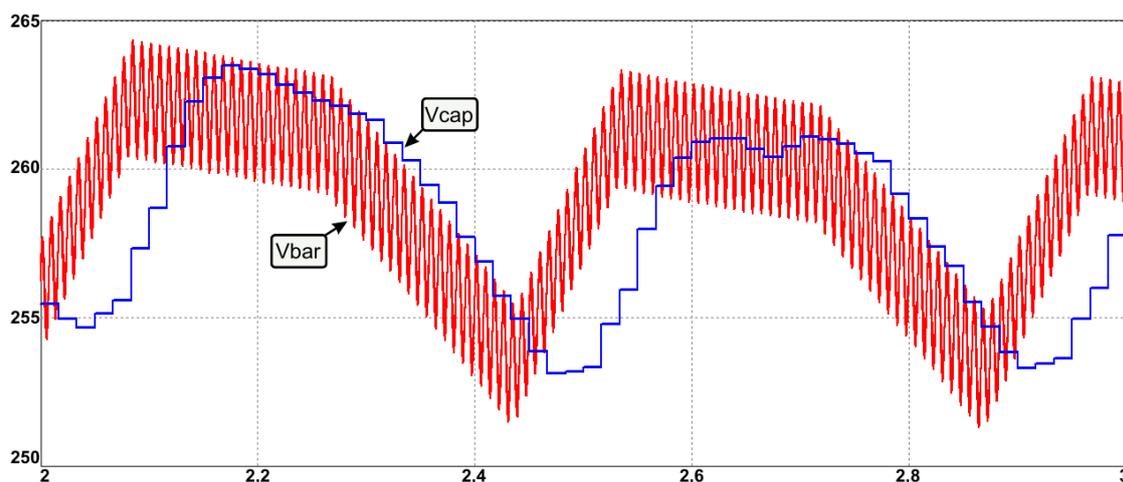
Fonte: Dados do próprio autor

Primeiramente, as mesmas variáveis de entrada descritas nos fluxogramas anteriores são adquiridas, conforme mostrado no bloco {25}. Em seguida, o processo de

cálculo da derivada da corrente injetada é realizado, e a tensão estimada do barramento CC é calculada, conforme representado no bloco {26} e detalhado de (10) a (12).

Posteriormente, na Figura 25, verifica-se em qual faixa de operação V_{cap} está localizado (blocos {27} a {30}). Para evitar decisões inadequadas em condições operacionais transitórias, um temporizador para essa faixa é iniciado (blocos {31};{34};{37};{40}), o qual, se mantido nesta por alguns segundos (para evitar que condições transitórias comprometam o comportamento em regime permanente), altera o LTCF (blocos {33},{36},{39}e{42} da Figura 24). O processo é repetido para avaliar continuamente o nível de tensão de V_{cap} sob operação em regime permanente, sempre com vistas ao LTCF ideal para ela. A Figura 25 ilustra a comparação entre a tensão real do barramento CC e a tensão estimada do capacitor (V_{cap}).

Figura 25 – Tensão do barramento CC comparada ao cálculo da derivada da corrente injetada



Fonte: Dados do próprio autor

Pode-se notar um comportamento bem próximo das duas variáveis nos resultados de simulação, comprovando a eficácia da técnica. Apesar de existir um atraso de um sinal em relação ao outro, conforme nota-se na Figura 25, este não é um problema para o controle proposto neste trabalho uma vez que as decisões de alteração do LTCF são tomadas apenas em regime permanente.

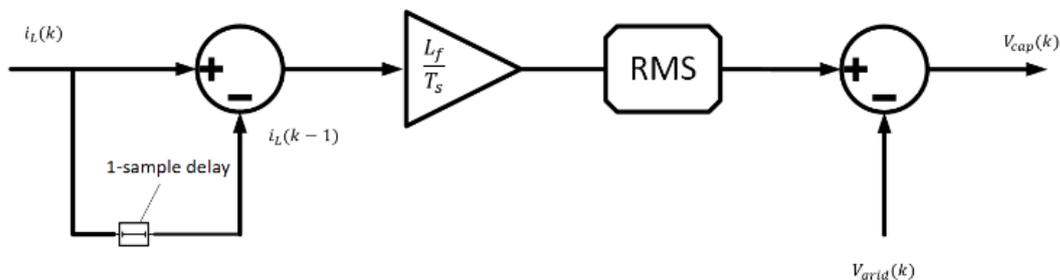
Para realizar o cálculo da derivada da corrente, apresentado no bloco {26} da Figura 24, a análise matemática começa com a estimativa da tensão do capacitor, conforme mostrado em (10).

$$V_{Cap} = V_{grid} + L_f \frac{di_{L_f}(t)}{dt} \quad (10)$$

Reescrevendo $di_L(t)/dt$ em função de amostras discretas, é possível obter uma equação diferencial, via Euler, para a implementação do controle digital para a estimativa de V_{cap} . O cálculo computacional da derivada depende da escolha da janela de medição correta (JM). Para aprimorar a resolução e proporcionar confiabilidade na tarefa de estimativa da tensão do capacitor, a JM será igual ao período de amostragem. Nesse contexto, a Equação (11) demonstra a expressão discreta da derivada da corrente. A Figura 26 mostra o diagrama de blocos do controle usado para calcular essa derivada e estimar a tensão, seguindo os conceitos desenvolvidos de (10) a (12).

$$V_{Cap} = V_{grid} + L_f * rms \left(\frac{(i_{L_f}(k) - i_{L_f}(k-1))}{T_s} \right) \quad (11)$$

Figura 26 – Diagrama de blocos ilustrando o método de cálculo da estimativa da tensão no capacitor



Fonte: Dados do próprio autor.

O valor de V_{cap} pode ser utilizado para realizar o controle da tensão do barramento CC a fim de garantir a extração da máxima potência. Considerando (10), também é possível derivar uma relação matemática entre o período de comutação e o valor de V_{cap} . Nesse sentido, ao isolar o termo em (11) e reescrevê-lo em função de intervalos discretos de tempo e corrente no indutor obtemos:

$$\Delta t = \frac{L_f \Delta i_L}{V_{cap} - V_{grid}} \quad (12)$$

Assim, é possível inferir a possibilidade de controlar o valor da tensão do capacitor do barramento CC em função de Δt , uma vez que V_r e Δi_L são detectados, e L é a indutância do filtro projetada. Eles são implementados definindo quatro classes experimentais calculadas de tensão do capacitor. A definição desses limites é realizada experimentalmente e é possível ajustá-los para garantir a extração de máxima potência. A Tabela 6 demonstra o LTCF escolhido em função da tensão estimada do capacitor e da temperatura correspondente do módulo fotovoltaico.

Tabela 6: Estimativa do LTCF.

Tensão Estimada no barramento CC	LTCF	Temperatura Estimada
>260V	161 μ s	25°C
245V - 260V	181 μ s	25° - 40°C
230V - 245V	241 μ s	40° - 55°C
200V - 230V	761 μ s	>70°C

Para condições de irradiação não uniforme, o PMP ideal é alterado em comparação com o esperado sob condições normais de operação, modificando tanto VMP quanto IMP e incluindo múltiplos pontos de potência máxima locais. Com a estratégia descrita acima, a técnica de controle proposta é capaz de responder a essas mudanças, passando pelos PFMP (Pontos Falsos de Máxima Potência) e buscando o GMPP, atuando como uma estratégia GMPPT sem a necessidade de rastrear a curva de potência do arranjo fotovoltaico nem sensores CC.

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas informações primordiais para o desenvolvimento deste trabalho. Apresentam-se primeiro as etapas de operação com detalhamento para uma fácil compreensão do comportamento do circuito. Em seguida, o detalhamento dos componentes necessários para a execução das etapas de ensaio prático e de simulação, especificando os parâmetros de projeto e dimensionando os componentes do circuito de potência.

Com a apresentação das discussões da lógica de controle, a principal contribuição deste trabalho é destacada, ao expor o algoritmo implementado, assim como suas

justificativas. Destaca-se o desafio encontrado para a técnica de GMPPT e para condições adversas de temperatura e a solução encontrada para ambas as situações por meio do cálculo da derivada da corrente injetada, o que permite ao controle ter um sinal análogo à tensão do barramento CC sem a necessidade de sensoriamento.

Portanto, este capítulo é de grande importância para o andamento de todo o restante do documento, assim como para a compreensão do leitor sobre o controle proposto, facilitando a compreensão dos resultados a serem apresentados nos próximos capítulos.

Capítulo 4. Resultados de Simulação

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação da topologia e do controle propostos nesta tese. Foram ensaiadas diversas condições de operação a fim de validar a operação do sistema em regime permanente e regime transitório, para diferentes condições de temperatura e irradiância.

Para realizar a devida análise da simulação são apresentadas características marcantes dos componentes utilizados, tais como parâmetros do módulo fotovoltaico parametrizado para a simulação e os parâmetros do circuito de potência (como tensão e corrente nas chaves e valores dos elementos passivos).

Por fim, é feito um breve comparativo entre a técnica de controle proposta neste trabalho com obras anteriores de mesmo perfil. No apêndice A apresenta-se um estudo mais detalhado do comparativo com um trabalho específico que, para efeitos de análise utilizou-se o mesmo circuito de potência para ambas.

4.2 Parâmetros e Procedimentos de Simulação

4.2.1 Parâmetros de Simulação

Neste trabalho foram desenvolvidas, com o uso do software de simulação PSIM®, simulações diversas para a topologia proposta. Os ensaios iniciais foram realizados para uma potência gerada nos módulos fotovoltaicos de 2 kW (apresentados no anexo A). Todavia, limitações de bancada demandaram o ajuste também das simulações, a fim de ter um comparativo mais claro. Os resultados apresentados neste capítulo são para uma condição de operação de 1 kW.

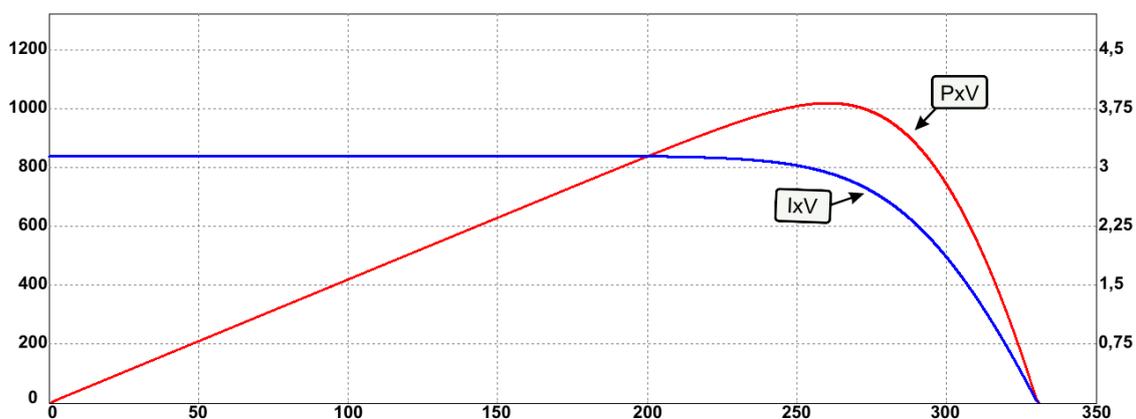
A Figura 27 apresenta as curvas características P_xV e I_xV do arranjo fotovoltaico considerado como base para a simulação. Na Tabela 7, estão apresentados os principais parâmetros deste arranjo para uma condição de 1000 W/m^2 de irradiância e 25°C de temperatura.

Tabela 7: Dados do arranjo fotovoltaico – condições nominais de ensaio.

Parâmetros	Valor
Máxima Potência	1018 W
Tensão de Máxima Potência	265,5 V
Corrente de Máxima Potência	3,7 A
Tensão de Circuito Aberto	331,5 V
Corrente de Curto-Circuito	4,2 A

Fonte: Dados do próprio autor

Figura 27 - Curvas características PxV e IxV do arranjo simulado



Fonte: Dados do próprio autor

Na Tabela 8 são apresentados os parâmetros do circuito de potência simulado, incluindo valores do capacitor do barramento CC, indutor de acoplamento com a rede CA, assim como as características fundamentais das chaves utilizadas e as condições de potência e a corrente injetada na rede (considerando condição de 1000 W/m² de irradiância, a 25 °C).

Tabela 8: Dados do circuito de potência.

Capacitor barramento CC	3300 μ F
Indutor de acoplamento Lo	10 mH
Potência injetada na rede	1 kW
Corrente (pico) injetada na rede	11 A
Tensão de isolamento das chaves	500 V
Corrente máxima das chaves	30 A
Máxima frequência de chaveamento	25 kHz

Fonte: Dados do próprio autor

Apesar de na simulação não ser necessário definir qual MOSFET é utilizado, para atender às especificações da Tabela 8, o IRFP 460 foi considerado adequado e suficiente. Destacam-se que as condições iniciais do capacitor do barramento CC são baseadas na tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico no valor de 330 V, enquanto os indutores partem sempre de uma condição inicial 0 A (sem energia armazenada de campo magnético). Devido às adequações de bancada, mostrou-se necessário alterar os valores, principalmente do indutor de acoplamento e do capacitor do barramento CC (em relação aos dimensionamentos apresentados no capítulo 3) e, para condizer com os resultados experimentais que serão apresentados no capítulo 5, as simulações também foram ajustadas para estes parâmetros de bancada.

4.2.2 Procedimentos de Simulação

A fim de validar a proposta e com os parâmetros descritos no tópico anterior, os procedimentos de simulação são estabelecidos e seguidos, ao obter e comparar os gráficos das variáveis mais marcantes do comportamento do circuito.

As condições de ensaio que merecem maior destaque são:

- Frequência de amostragem dos sinais de tensão de corrente da rede: 50 kHz;
- Frequência de perturbação da técnica de MPPT de 6Hz, ou seja, a cada 10 ciclos;
- Passo de perturbação da técnica MPPT de 250mA para subida e 0,5A para descida.

Algumas estratégias de ajuste neste passo são discutidas ao longo do trabalho;

- Ensaios de regime permanente para as seguintes condições de irradiância: 400 W/m², 600 W/m², 800 W/m² e 1000 W/m²;

- Ensaios de regime permanente para as seguintes condições de temperatura: 25 °C, 40 °C e 70 °C;

- Ensaios de regime transitório: Pequenas variações de irradiância (passo de 200 W/m²) e variações maiores (passos de 400 W/m² a 600 W/m²);

Para os ensaios de regime permanente foram simuladas todas as combinações de condições de irradiância e temperatura, obtendo um total de 12 medições e, para melhor entendimento e resumo dos resultados, após os gráficos a Tabela 9 apresenta um resumo comparativo de todos eles. Os ensaios de regime transitório têm o importante papel de emular condições extremas, difíceis de acontecer ao longo de um dia e, apresentando boa resposta, validar a proposta para diversas condições de operação.

A partir dos padrões descritos acima, os circuitos foram simulados tendo seus resultados coletados e analisados com relação ao comportamento das formas de onda. As variáveis apresentadas neste capítulo, cujos gráficos são de importante destaque para o estudo, são:

- Potência máxima do módulo, potência injetada no barramento CC e fator de rastreamento, todos fortemente relacionados com a eficiência da técnica de MPPT;
- Corrente no indutor de acoplamento (ou corrente injetada na rede), importante variável principalmente por ser a variável imposta pelo controle;
- Tensão no capacitor do barramento CC, importante indicador também da eficiência do MPPT assim como para outros parâmetros futuramente discutidos.

Para fins de análise é importante ressaltar que existem variáveis auxiliares também marcantes para a tese proposta. Estas são apresentadas e discutidas ao longo deste capítulo.

4.2.3 Resultados de Simulação

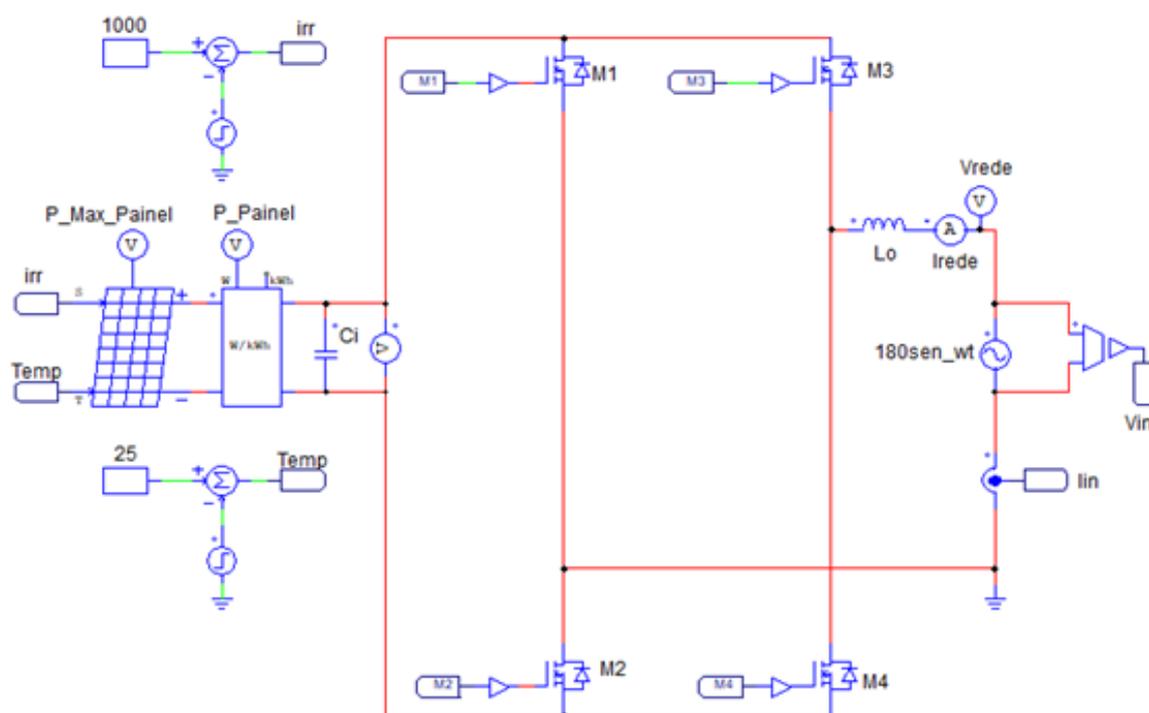
Conforme apresentado no capítulo 3, o circuito de potência é um conversor de estágio único com uma ponte inversora monofásica, reforçado pela proposta de ser simples e de baixo custo.

Neste tópico serão apresentados os resultados de simulação obtidos, tanto em regime permanente quanto em regime transitório. Para situar e explicar os ensaios realizados, antes são apresentados os circuitos de potência e controle montados para a simulação e, para um detalhamento da lógica de controle empregada por código C no componente *Simplified C Block*, é apresentado o circuito analógico equivalente.

4.2.3.1 Circuito Simulado

A Figura 28 ilustra o circuito de potência montado para a simulação da topologia proposta. Trata-se de um módulo fotovoltaico (à esquerda) de modelo real associado a um conversor de estágio único. O conversor é um inversor monofásico com um indutor de acoplamento para injeção de corrente CA na rede.

Figura 28- Circuito de potência utilizado em simulação.

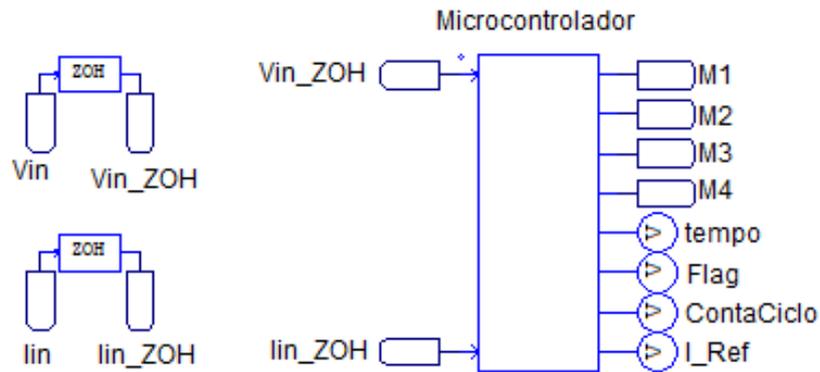


Fonte: Dados do próprio autor

Destaca-se a escolha por um inversor monofásico e não bifásico, como é comumente utilizado. Esta escolha apresenta a característica de acesso e conexão com o terra, o que evitaria problemas de terra flutuante assim como a garantia de conexão permanente do neutro com tensão nula nas chaves de baixa frequência, e prevenindo também capacitâncias parasitas destacadas por (Melo, Fernando, 2018).

A Figura 29 ilustra o circuito de controle digital utilizado na simulação. Como pode ser percebido, visualmente há pouca informação devido à maior parte do controle ser realizado pelo código implementado em *Simplified C Block* do PSIM®.

Figura 29- Circuito de controle utilizado na simulação



Fonte: Dados do próprio autor

Nota-se pela imagem, a discretização dos sinais importantes para o controle: V_{in} (extração de uma senoide unitária a partir do próprio sinal da rede elétrica para garantir o sincronismo) e I_{in} (a corrente injetada na rede CA, variável imposta pelo controle). Percebe-se também pelas saídas do controlador digital algumas variáveis importantes do controle que, apesar de não serem destacadas no resultado de simulação, possuem seu papel no monitoramento e otimização do algoritmo de controle. São elas:

- Tempo: responsável por acompanhar a contagem do tempo de chave fechada das chaves de alta frequência (M3 e M4) que, comparando-o com o tempo do limiar de correção, define a variável Flag;

- Flag: variável responsável por informar que o tempo de alguma das chaves de alta frequência superou o limite definido pelo controle para acionar a rotina de diminuição da referência de corrente (I_{Ref}), conforme fluxograma apresentado no capítulo 3;

- Conta-Ciclo: por meio desta, acompanha-se o número de ciclos que se sucedem desde a última atuação do controle, seja para aumentar ou para abaixar a referência I_{Ref} , constituindo-se como um parâmetro constante capaz de definir os momentos de atuação do controle;

- I_{Ref} : parâmetro de referência para a corrente a ser injetada na rede. Esta variável é apresentada nos gráficos dos resultados de simulação neste capítulo e é responsável por nortear a busca pelo PMP.

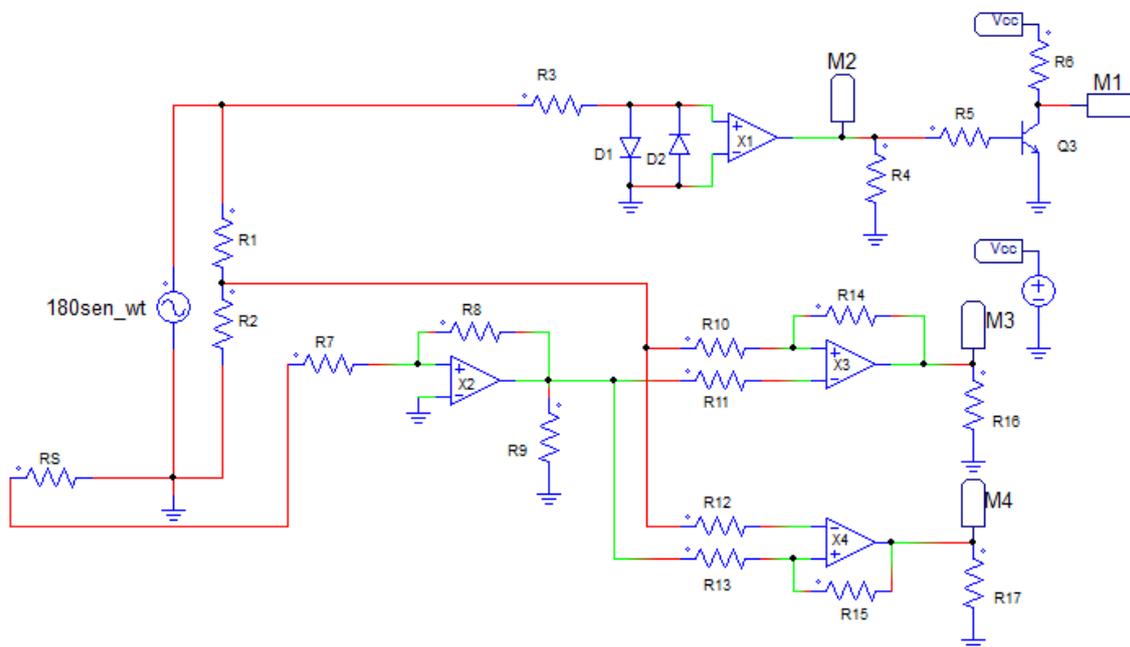
Outras características marcantes do controle merecem destaque também, apesar de não aparecerem em imagem por estarem inclusas no código implementado no *Simplified C Block*:

- PLL: implementado para o estabelecimento do sinal unitário de referência em fase e sincronizado à rede. Multiplicado pela amplitude de corrente imposta pelo controle, gera os sinais de limite superior e inferior para o comparador de histerese. O PLL escolhido neste trabalho foi o SOGI (*second order general integrator*) por conseguir um erro de fase pequeno com curto tempo de estabilização para sistemas monofásicos, respondendo rapidamente a variações comuns de fase, frequência e amplitude. (GUPTA, 2012)

- Cálculo da derivada da corrente: procedimento de cálculo essencial para a implementação da estratégia de controle para adequação do LTCF para diferentes casos de temperatura e também para o GMPPT desta tese, por meio do qual estima-se o comportamento do barramento CC com verificação do cálculo da derivada da corrente injetada na rede.

Para um entendimento visual do controle implementado, assim como de algumas estratégias de montagem planejadas para etapas futuras, a Figura 30 apresenta um circuito analógico equivalente do controle proposto.

Figura 30 – Circuito de controle analógico equivalente à estratégia de controle proposta.



Fonte: Dados do próprio autor

Para representar os sensores necessários para extrair a tensão de referência da rede e monitorar a corrente injetada, usa-se um divisor de tensão com as resistências R1 e R2 (para extrair o sinal de referência de tensão, representando o papel do PLL) e um sensor

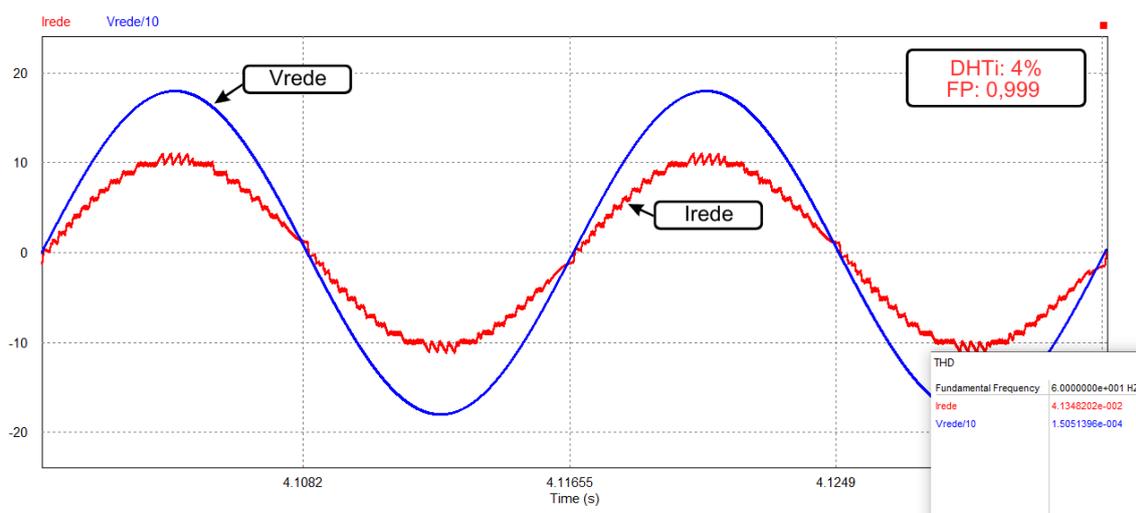
de corrente resistivo R_s . Apenas com o sinal de tensão faz-se o controle das chaves de baixa frequência (controle de semiciclo) por meio do comparador X1 e um transistor NPN com papel de uma porta NOT, uma vez que os sinais das chaves M1 e M2 são complementares.

No controle das chaves de alta frequência é feita uma comparação de histerese entre a referência obtida pelo divisor de tensão e o sinal de corrente obtido por R_s por meio dos amplificadores operacionais (AO) X3 e X4. A chave M3 é comandada para fechar quando o sinal de corrente estiver abaixo da referência definida e M4 quando estiver acima. O amplificador X2 é utilizado apenas como um estágio inversor, para colocar o sinal adquirido com R_s em fase com o do divisor de tensão.

4.2.3.2 Resultados em Regime Permanente

A topologia proposta tem o papel de garantir uma injeção de corrente CA na rede elétrica com vistas à máxima potência possível do módulo fotovoltaico. Portanto, uma variável de extrema importância e primeira aqui apresentada é a corrente no indutor L_o (a própria corrente injetada na rede). Na Figura 31, evidencia-se esta corrente em regime permanente para uma irradiância de 1000 W/m^2 , a 25°C , com o conversor operando próximo do PMP. Para fins de melhor visualização, a tensão da rede apresentada na figura é uma amostra com um ganho de 0,1.

Figura 31 – Resultados de simulação em regime permanente: corrente injetada e tensão da rede



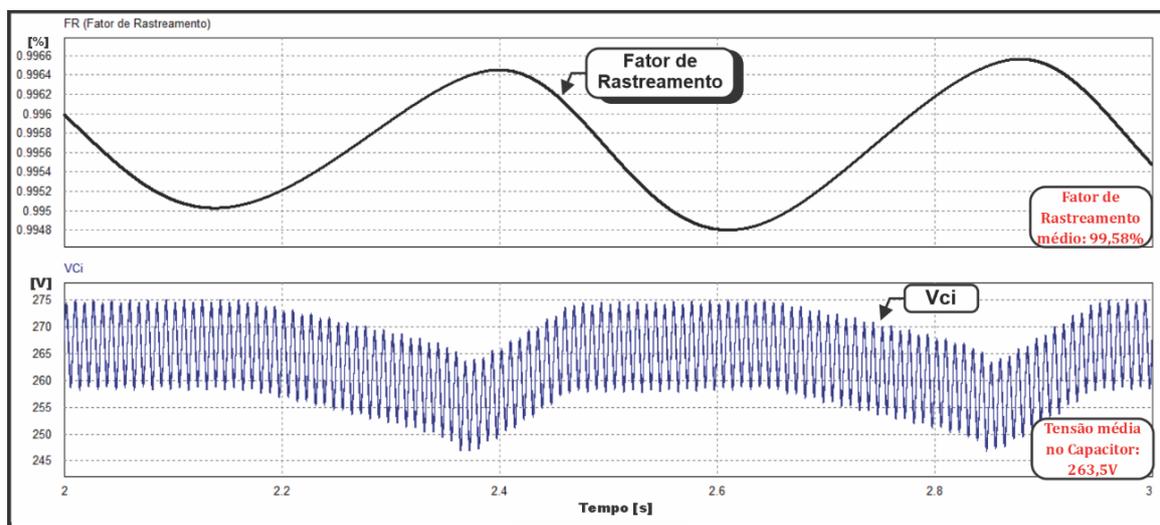
Fonte: Dados do próprio autor

Percebe-se pelos dados apresentados na figura que a DHTi total fica próxima de 4,1%, atendendo aos limites impostos pelas normas IEEE e NBR 16149 (IEEE, 2008; ABNT, 2013) que, aliado ao fator de potência acima de 0,99, comprova o correto funcionamento do sistema para injeção de corrente senoidal e potência ativa na rede.

Técnicas de MPPT mais sofisticadas, com o uso de vários sensores, conseguem perceber rapidamente quando a demanda de potência do módulo sai do PMP, seja monitorando a tensão no capacitor ou monitorando a potência do barramento CC ou qualquer outro sistema semelhante (ABDELSALAM, A. K, 2011; JAIN, S.; AGARWAL, V., 2004). A técnica aqui proposta, por meio de monitoramento apenas do tempo de fechamento das chaves de alta frequência, percebe a saída do PMP apenas um pouco depois dela ocorrer pois depende indiretamente do afundamento da tensão no capacitor C_i , conforme capítulo 3.

A consequência deste atraso pode ser percebida na Figura 32. Destaca-se o comportamento do circuito quando a referência da corrente passa do PMP, logo, observa-se uma acentuada diminuição da tensão no capacitor C_i e por consequência um longo período de fechamento da chave de alta frequência, atuando a rotina do controle de diminuição da referência de corrente. Esta diminuição precisa ser brusca (em torno de 1 A) para promover um aumento rápido da tensão no capacitor C_i , em seguida acontece seu retorno a um patamar de referência próximo do anterior à diminuição brusca (apenas 0,5 A abaixo).

Figura 32 – Resultados de simulação em regime permanente: comportamento do controle (FR e tensão do barramento CC)



Fonte: Dados do próprio autor

Diversos ensaios de simulação foram realizados com o intuito de reduzir ao máximo esta área de afundamento da tensão no capacitor, o que evita o sistema de entrar na ZRRP discutida anteriormente. A seguir são analisadas algumas características marcantes que precisam ser devidamente parametrizadas para efetuar essa otimização:

- Indutância de filtro (L_o): influencia diretamente no ponto ideal de atuação do controle (LTCF), além de ter o importante papel de filtro para as harmônicas de corrente.

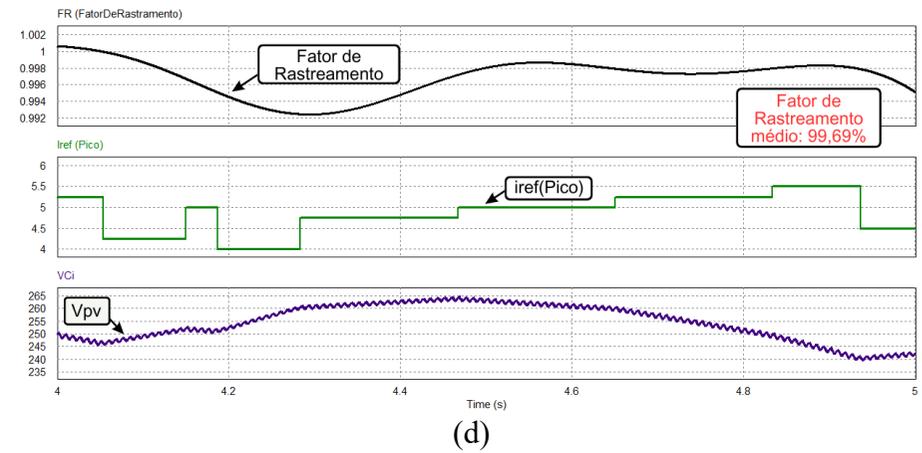
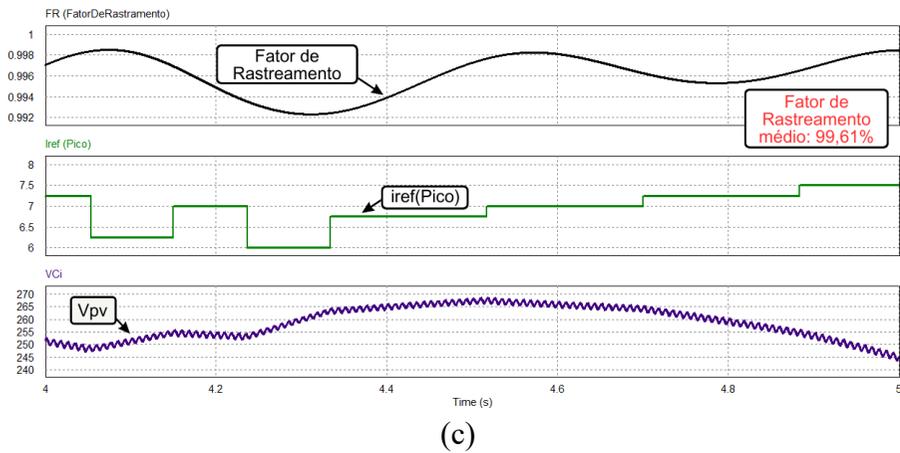
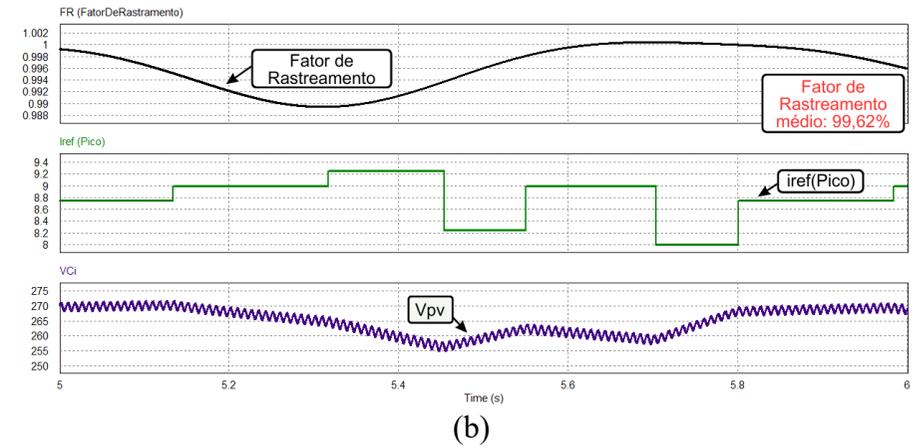
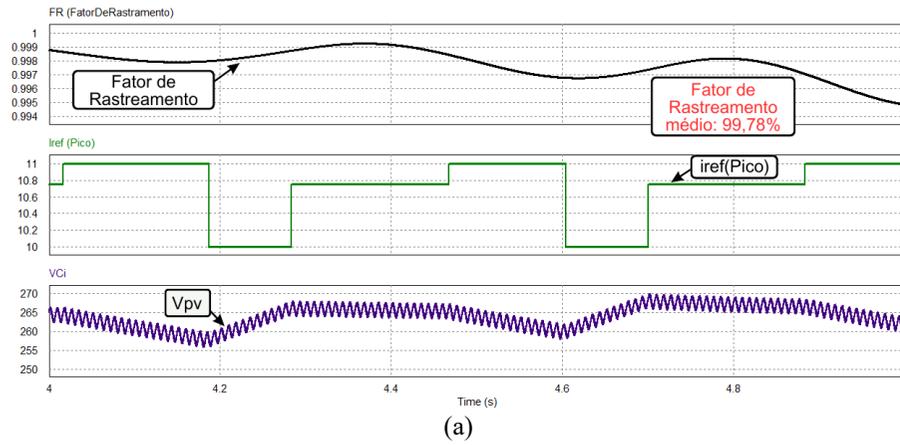
- Capacitância de entrada (C_i): possui importante papel com relação ao afundamento da tensão no barramento CC que, indiretamente, afeta o momento de atuação para redução da referência de corrente. A capacitância C_i influencia diretamente na estabilidade e robustez do sistema e define o tempo de carga e descarga do capacitor. Um dimensionamento matemático mais detalhado tanto da indutância L_o quanto da capacitância C_i pode ser encontrado no capítulo 3.

- Tempo entre a redução brusca e elevação brusca da referência: conforme já explicado, a referência é ajustada para um valor inferior quando a tensão no capacitor (barramento CC) sofre um afundamento. Para que a tensão no barramento seja restaurada, esta redução na referência de corrente é brusca, sendo possível, neste caso, o reestabelecimento da tensão no barramento CC. Portanto, a otimização no controle será determinada pela variação na intensidade deste afundamento da referência de corrente e pelo tempo em que ela precisa permanecer reduzida, de tal sorte que a tensão do barramento CC seja reestabelecida.

As Figuras 33 até 35 apresentam os resultados de simulação para as diversas condições de temperatura e irradiância mencionadas anteriormente, como o comportamento das importantes variáveis citadas que são: fator de rastreamento, I_{ref} (corrente de referência imposta pelo controle) e V_{ci} (tensão no barramento CC).

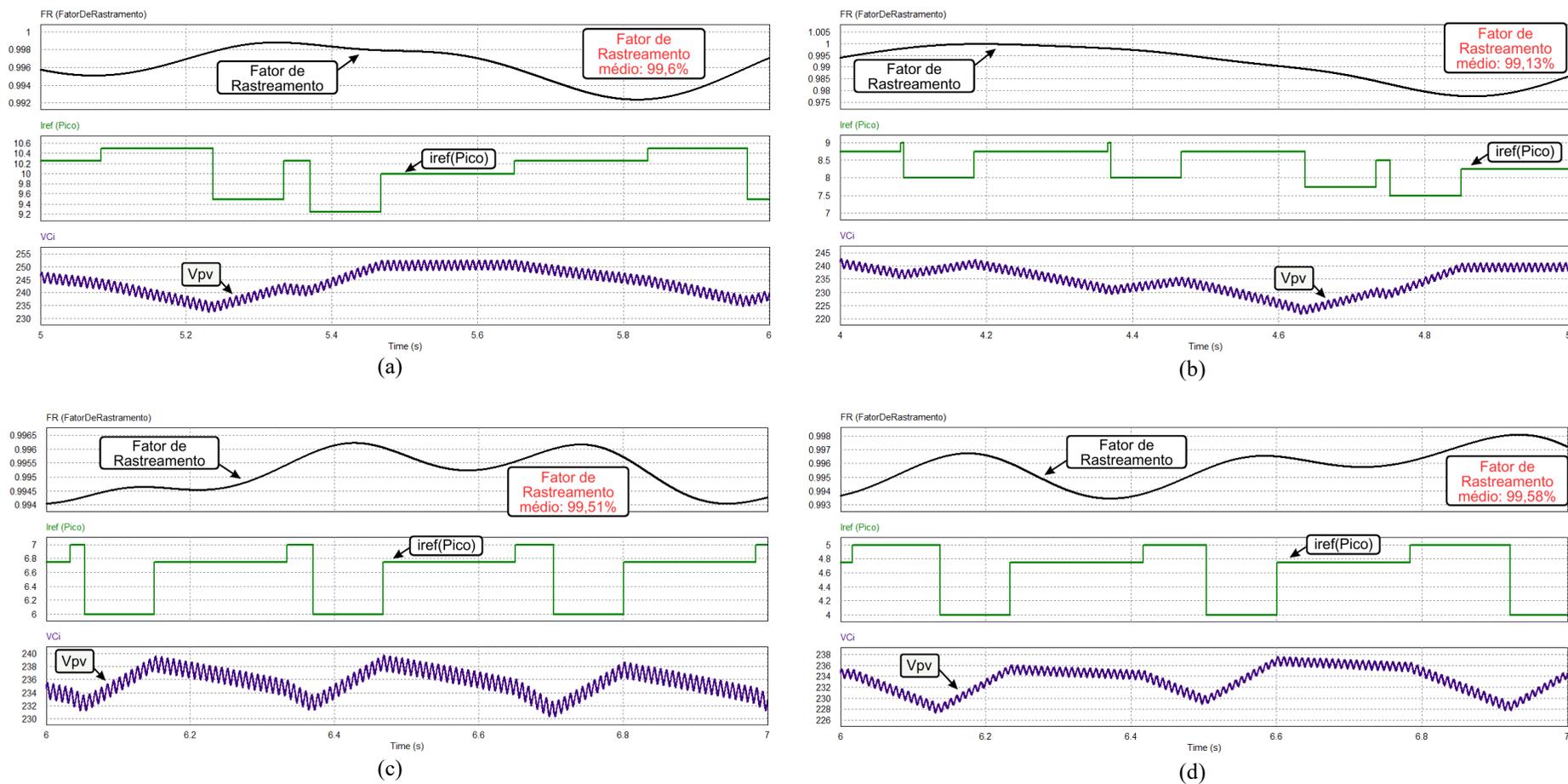
A Figura 33 apresenta os resultados para os diferentes valores de irradiância (1000 W/m^2 , 800 W/m^2 , 600 W/m^2 e 400 W/m^2) à temperatura das células em 25°C . A Figura 34, por sua vez, expõe os resultados para estes mesmos valores de irradiância com a temperatura das células em 40°C . Por fim, a Figura 35 apresenta os resultados para estes mesmos valores de irradiância com a temperatura das células em 70°C . Para uma comparação clara dos dados apresentados nos gráficos, a Tabela 9 apresenta um resumo geral dos ensaios realizados, destacando numericamente os pontos mais marcantes dos resultados de simulação.

Figura 33– Resultados de simulação com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



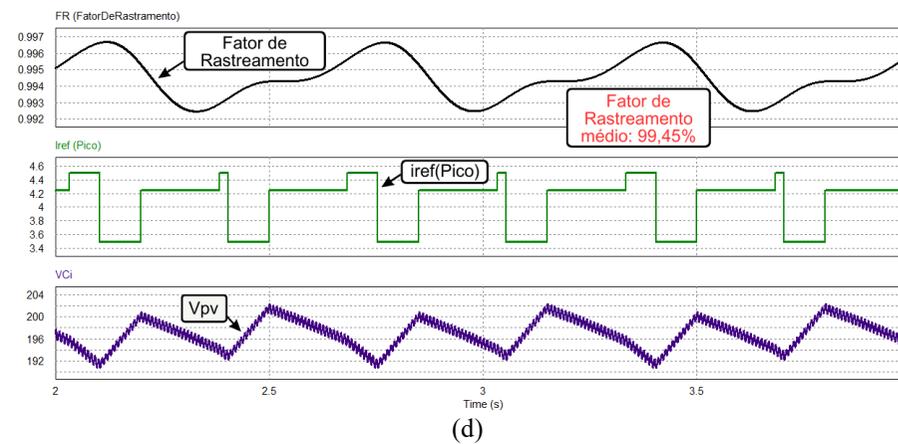
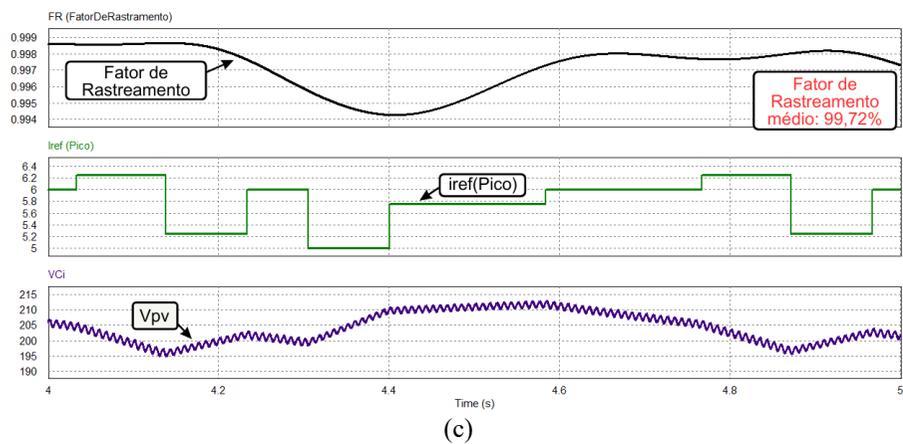
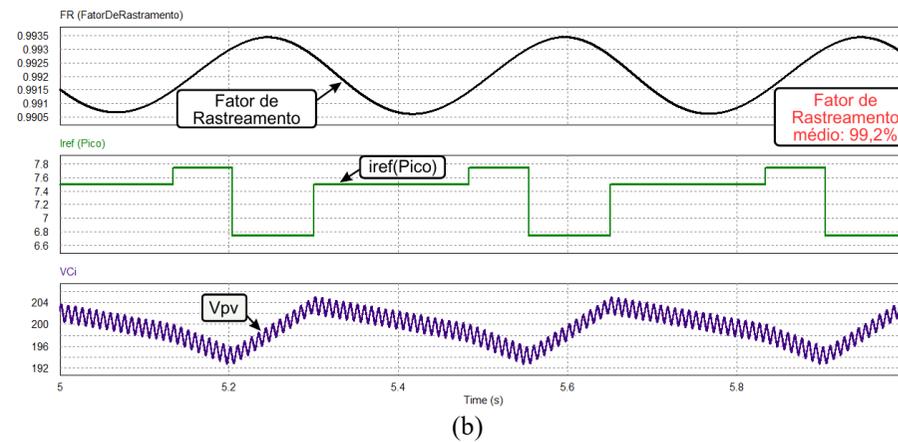
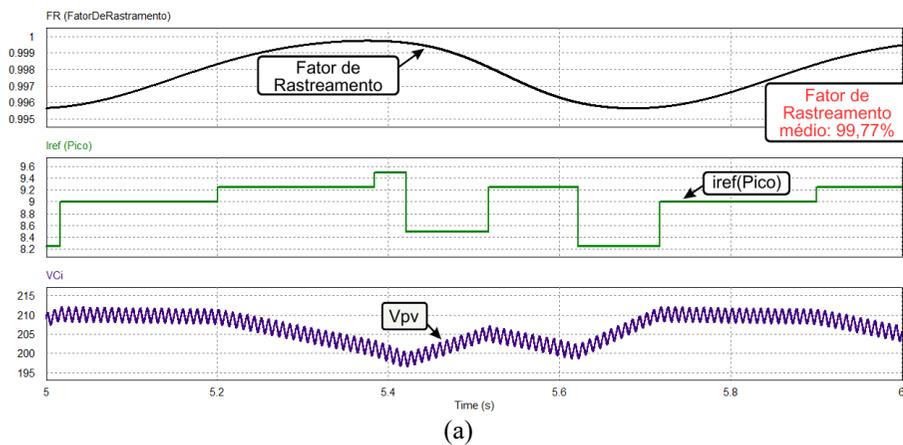
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 34 – Resultados de simulação com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 35 – Resultados de simulação com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



Fonte: Dados do próprio autor.

Mesmo nos piores casos de operação com variação de irradiância, o FR médio se mantém alto (acima de 99%), comprova-se que os afundamentos, nos curtos momentos de atuação de redução da corrente de referência pelo controle, causam pouco prejuízo ao FR.

Tabela 9: Resumo geral dos ensaios de regime permanente

Temperatura das Células [°C]	Irradiância [W/m ²]	V _{pv} médio [V]	FR médio [%]
25	400	260,45	99,69
	600	260,73	99,61
	800	263,6	99,62
	1000	264,5	99,78
40	400	231,6	99,58
	600	232,7	99,51
	800	235,2	99,13
	1000	245,2	99,60
70	400	198,7	99,45
	600	205,3	99,72
	800	206,3	99,20
	1000	208,4	99,77

Fonte: Dados do próprio autor

Cabe ressaltar que é possível melhorar ainda mais o FR por meio de passos de incremento da referência de corrente menores ou diminuindo a frequência com que são aplicados. Outras grandezas relevantes e que podem também melhorar o FR de rastreamento, assim como otimizar os componentes passivos do circuito de potência, são as frequências de chaveamento e de amostragem utilizadas. Nos resultados apresentados,

a frequência de amostragem está em 50 kHz, limitando a de chaveamento em 25 kHz. Com isto, o “passo” de precisão máximo que se pode ter na definição do LTCF explicado no capítulo 3 é de 20 μ s. Tal aumento para valores superiores de amostragem, propicia melhora neste passo de precisão, também se acresce a frequência de chaveamento e, conseqüentemente, consegue-se reduzir ainda mais o indutor de filtro necessário.

4.2.3.3 Resultados em Regime Transitório

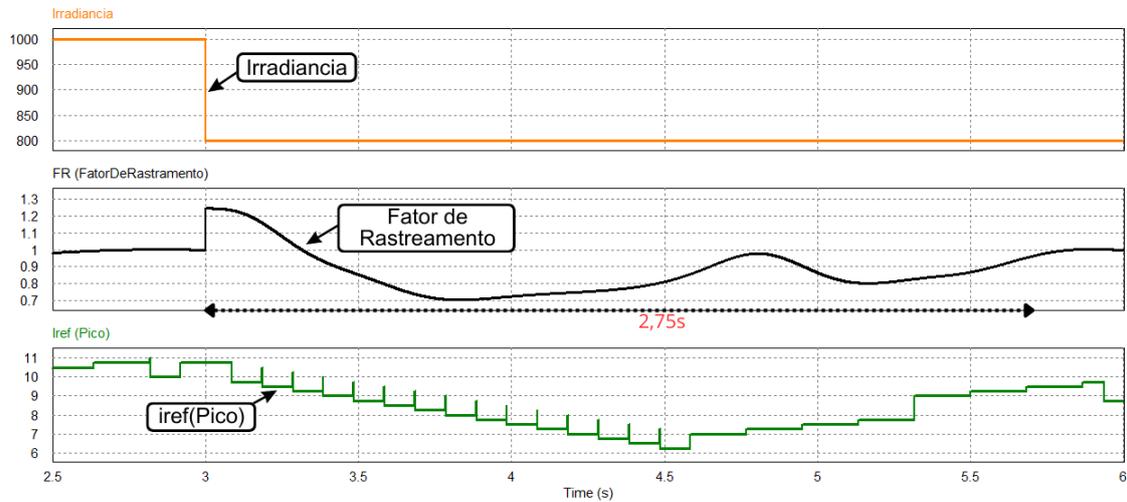
Conforme discutido no capítulo 2, uma das desvantagens da energia fotovoltaica está na sua confiabilidade devido ao fato de depender da irradiância e, além de naturalmente variar ao longo do dia, ela pode variar devido a sombreamentos, chuvas e demais condições ambientais. A variação de temperatura das células também é um fator marcante na sua capacidade de geração de energia e, por estes motivos, é necessário comprovar o devido funcionamento da estratégia de MPPT proposta também em caso de condições transitórias, principalmente de irradiância.

O maior desafio para a técnica de MPPT aqui proposta, tanto para o regime transitório quanto para o permanente, se deve ao fato de não haver sensoriamento de tensão nem de corrente no lado CC do conversor. Para o regime permanente o problema já foi retratado, responsável por certo atraso na atuação quando se ultrapassa o PMP, devido à dependência do afundamento da tensão no barramento CC. Nos casos de regime transitório em degrau de irradiância, conforme pode ser visto nas Figuras 36 a 43, a condição é ainda mais crítica, o que levou o sistema a um intenso afundamento da tensão no barramento CC, e conseqüentemente fortes reduções momentâneas do FR.

Vale ressaltar que, para fins de ensaio, nas primeiras simulações foram assumidas variações instantâneas de irradiância por meio de um degrau, condição muito mais intensa do que as variações esperadas em condições reais de operação. Nos ensaios seguintes, ensaios em rampa também foram realizados e a técnica se mostrou mais eficiente e comportada nestes casos.

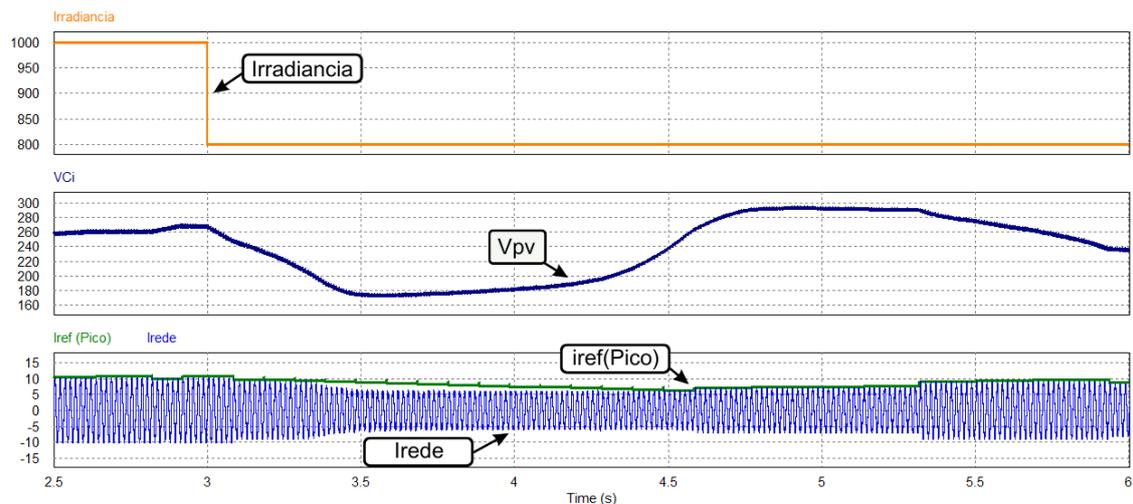
As Figuras 36 e 37 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m² a 25 °C sendo submetida a um degrau negativo de 200 W/m².

Figura 36 – Regime transitório: degrau negativo de 200W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 37 – Regime transitório: degrau negativo de 200W/m^2 de irradiância – V_{ci} e I_{rede}



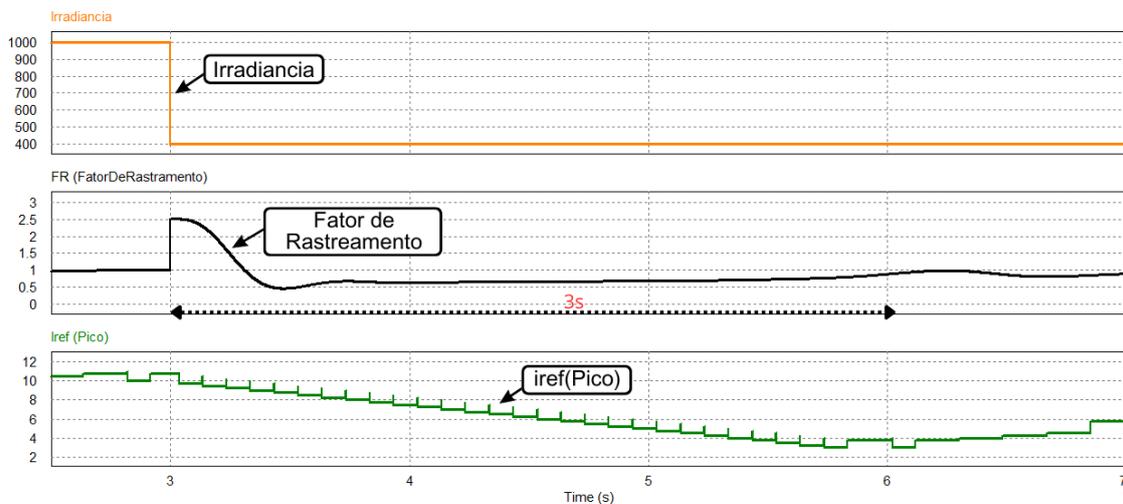
Fonte: Dados do próprio autor.

Nota-se pela Figura 37 que durante o período de acomodação do regime transitório a corrente injetada na rede (I_{rede}) possui uma alta DHT, devido à tentativa do sistema de impor uma injeção de potência superior à que o módulo consegue fornecer. Destaca-se que, durante um intervalo de aproximadamente 1 segundo (dos 3.5s até 4.5s) a tensão no barramento CC cai para próximo da tensão de pico da rede e o sistema perde a capacidade de impor a corrente injetada, conforme pode ser percebido no gráfico da Figura 37 no qual o pico da corrente imposta na rede não acompanha a corrente de referência da técnica

de controle. Por se tratar de um efeito de curta duração (próximo de 1 segundo), para fins de pesquisa considera-se aceitável dentro dos propósitos desta tese.

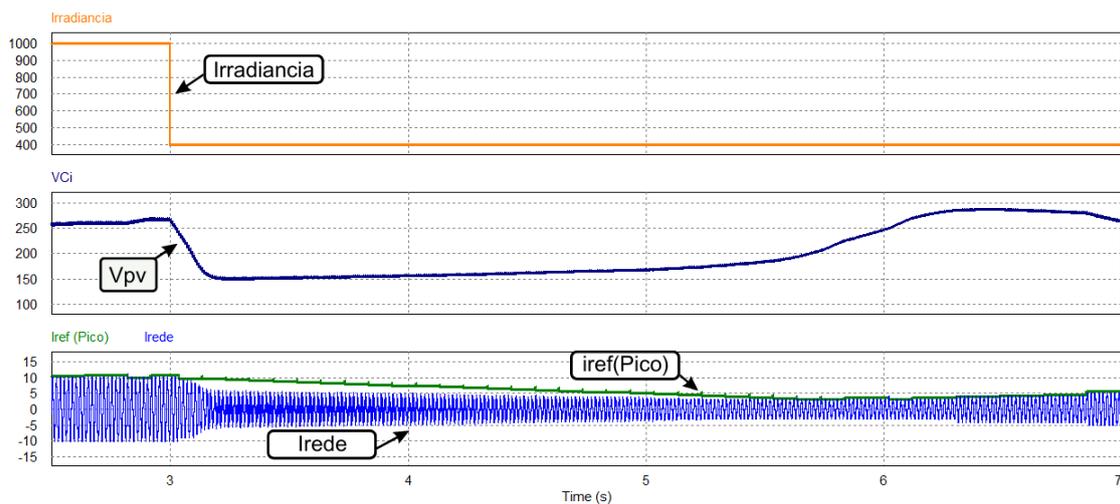
As Figuras 38 e 39 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a um degrau negativo de irradiância de 600 W/m^2 .

Figura 38 – Regime transitório: degrau negativo de 600 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 39 – Regime transitório: degrau negativo de 600 W/m^2 de irradiância – Vci e Irede



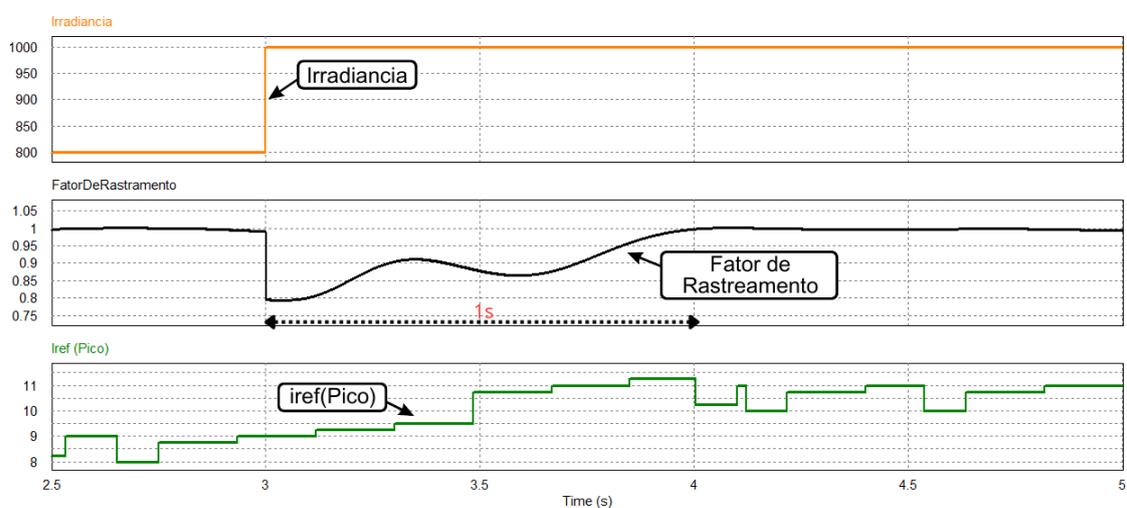
Fonte: Dados do próprio autor

Conforme esperado, variações mais intensas provocam transitórios mais intensos e um tempo de acomodação maior. Comparando as Figuras 36 e 38, o tempo de

acomodação aumentou de 2,75 segundos para 3 segundos e o efeito sobre a corrente injetada se intensificou.

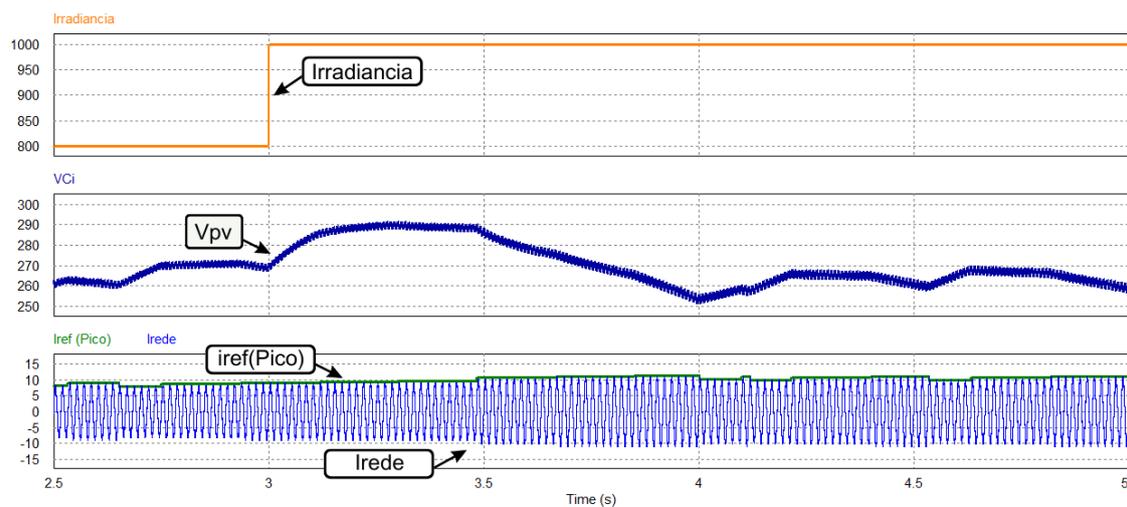
As Figuras 40 e 41 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 800 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de 200 W/m^2 .

Figura 40 – Regime transitório: degrau positivo de 200 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 41 – Regime transitório: degrau positivo de 200 W/m^2 de irradiância – V_{ci} e Irede

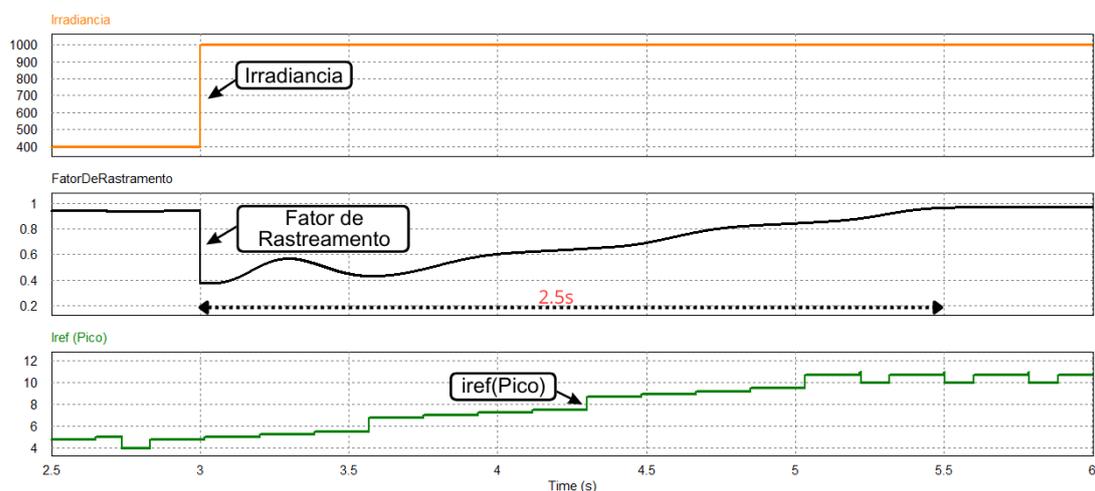


Fonte: Dados do próprio autor

Ao comparar as Figuras 36 e 40 percebe-se que o sistema responde melhor a degraus positivos de irradiância, uma vez que não se depara com o problema de o controle tentar injetar mais potência do que o painel consegue fornecer. Salienta-se que, conforme pode ser percebido observando o I_{ref} na Figura 39, existe uma sub-rotina no controle para casos de transitórios que desloquem o I_{MP} do painel, como é o caso deste degrau positivo de irradiância. Esta sub-rotina consiste apenas de um aumento mais veloz de I_{ref} quando percebidas muitas perturbações de aumento do I_{ref} sem nenhuma perturbação de diminuição.

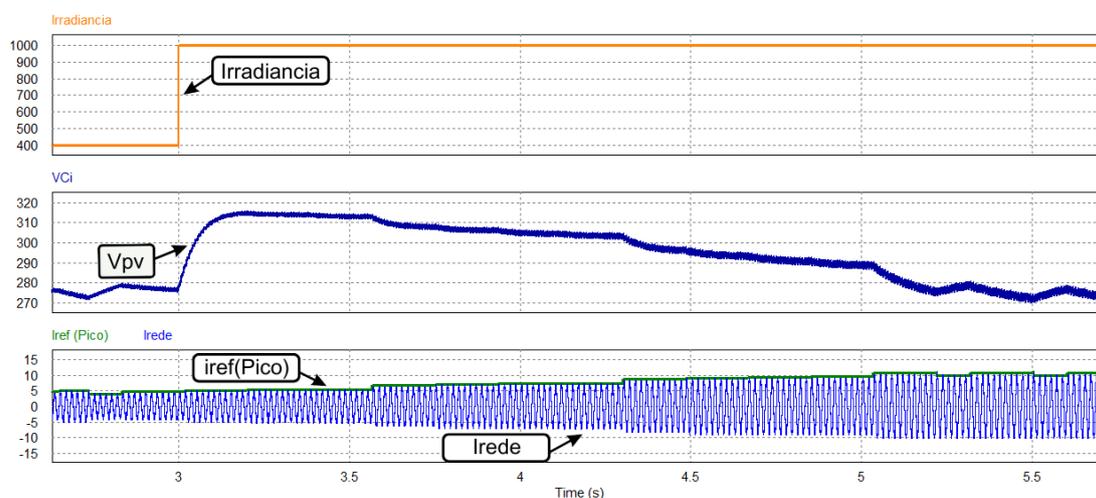
Por fim, as Figuras 42 e 43 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 400 W/m^2 a 25°C sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de 600 W/m^2 .

Figura 42 – Regime transitório: degrau positivo de 600 W/m^2 de irradiância – FR e I_{ref}



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 43 – Regime Transitório: degrau positivo de 600 W/m^2 de irradiância – V_{ci} e I_{rede}



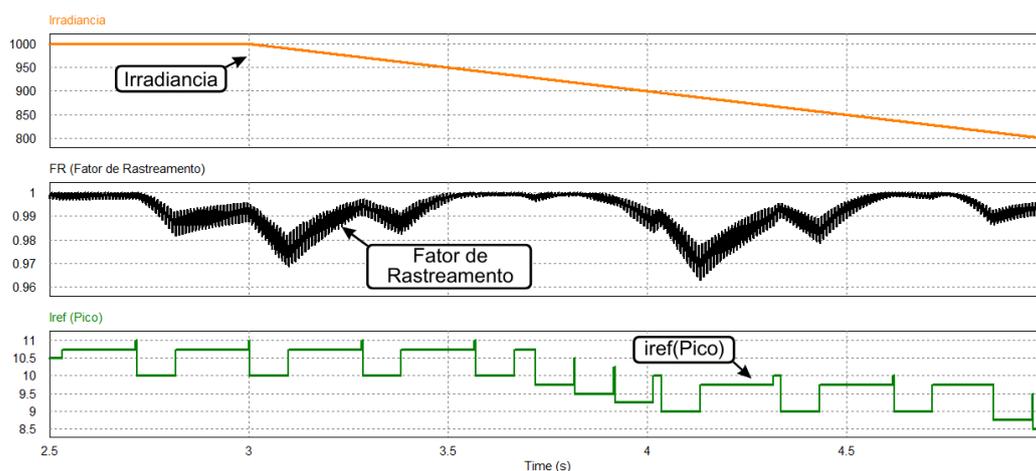
Fonte: Dados do próprio autor

Os resultados apresentados apontam um bom tempo de resposta transitória em todas as situações extremas simuladas, a fim de validar a topologia para as diversas condições de operação.

Também foram desenvolvidos ensaios de regime transitório para variações em rampa da irradiância, tanto ascendente quanto descendente. Em todos os ensaios, o tempo de subida (ou descida) da rampa foi fixado em 2 segundos, mudando sua inclinação para casos mais intensos (variações de 400 W/m^2 em 2 segundos) ou menos intensos (variações de 200 W/m^2 em 2 segundos).

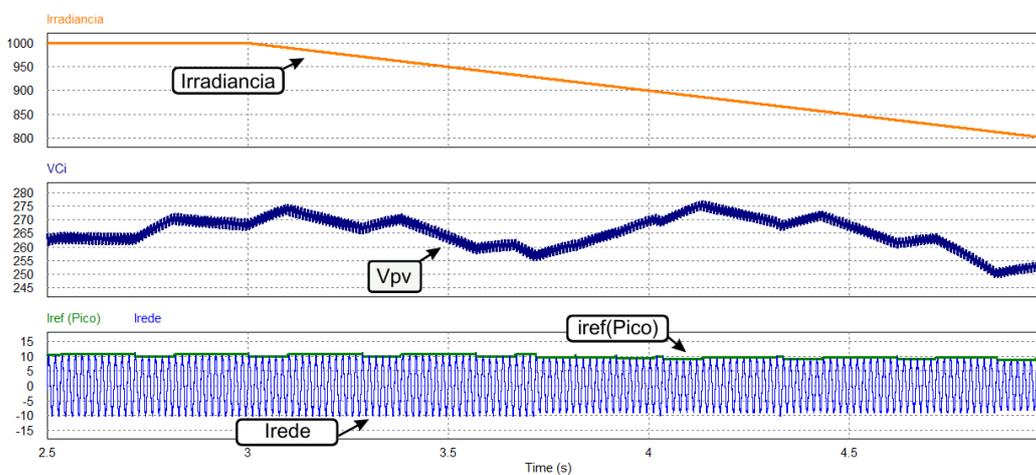
As Figuras 44 e 45 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a uma rampa descendente de irradiância de 200 W/m^2 em 2 segundos.

Figura 44 – Regime transitório: rampa descendente de 200 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 45 – Regime transitório: rampa descendente de 200 W/m^2 de irradiância – V_{ci} e I_{rede}

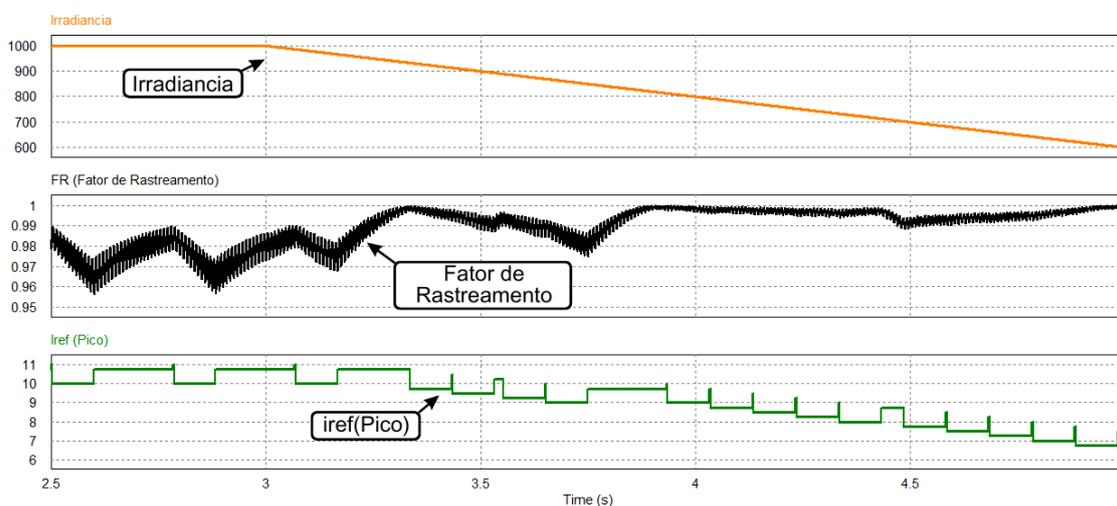


Fonte: Dados do próprio autor

Nota-se o bom comportamento da técnica durante todo o intervalo da rampa de irradiância, mantendo um FR médio acima de 99,2% e DHTi inferior a 5%. O sistema permanece estável durante toda a variação da irradiância e já se adequa aos valores de regime permanente esperados para a nova condição (800 W/m^2), reafirmando a característica marcante de estabilidade da proposta.

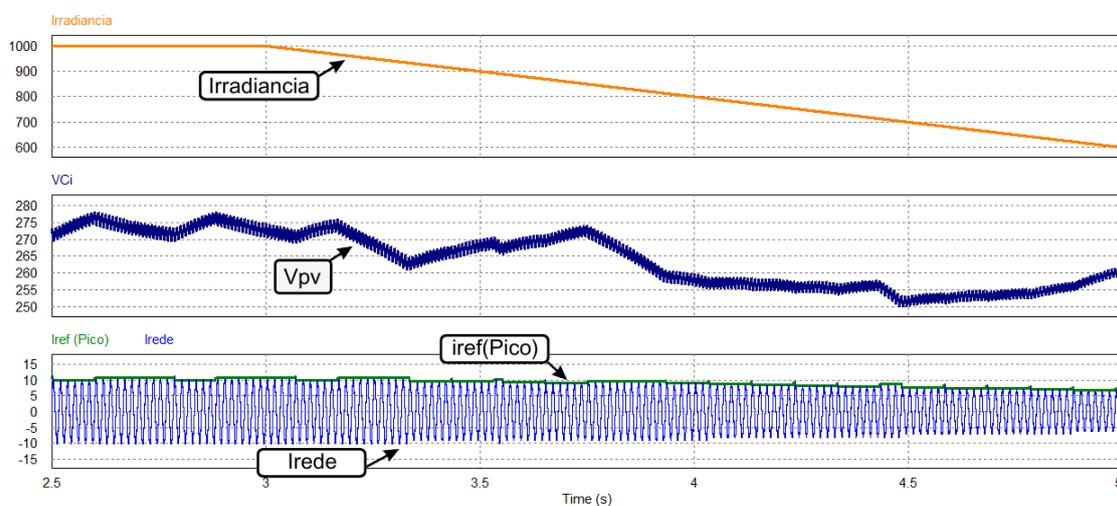
Nas Figuras 46 e 47 apresentam-se os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a uma rampa descendente de irradiância de 400 W/m^2 em 2 segundos. Portanto, um caso de variação mais acentuada que o apresentado nas figuras anteriores.

Figura 46 – Regime transitório: rampa descendente de 400 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 47 – Regime transitório: rampa descendente de 400 W/m^2 de irradiância – V_{ci} e I_{rede}



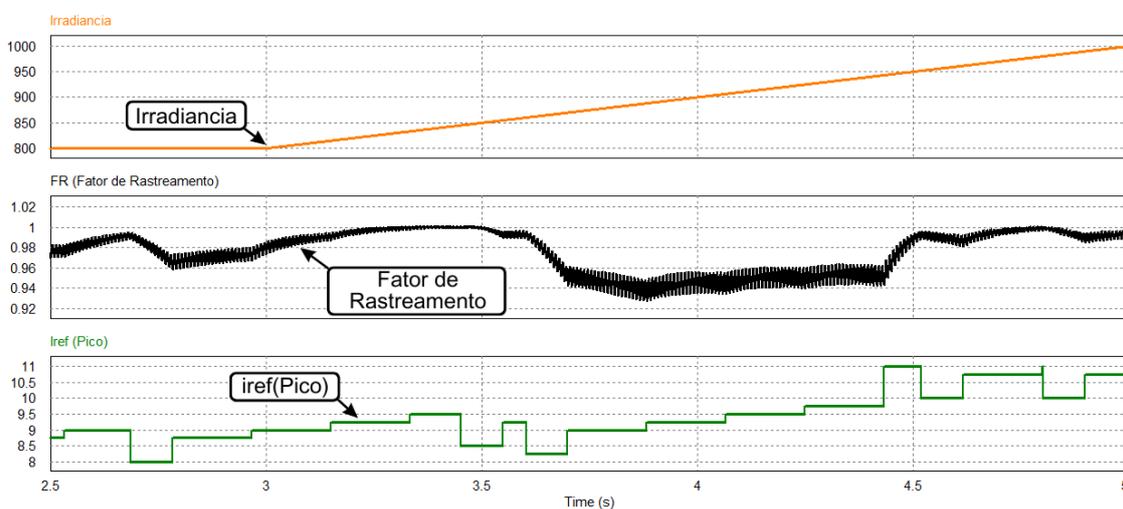
Fonte: Dados do próprio autor

Nota-se novamente o bom comportamento da técnica durante todo o intervalo da rampa, mantendo um FR médio acima de 99% e DHTi inferior a 7,9%.

O sistema também permanece estável durante toda a variação da irradiância e já se adequa aos valores de regime permanente esperados para a nova condição (600 W/m^2). Também foram simuladas condições com rampa de irradiância com variação ascendente, mantendo o intervalo de crescimento (2 segundos).

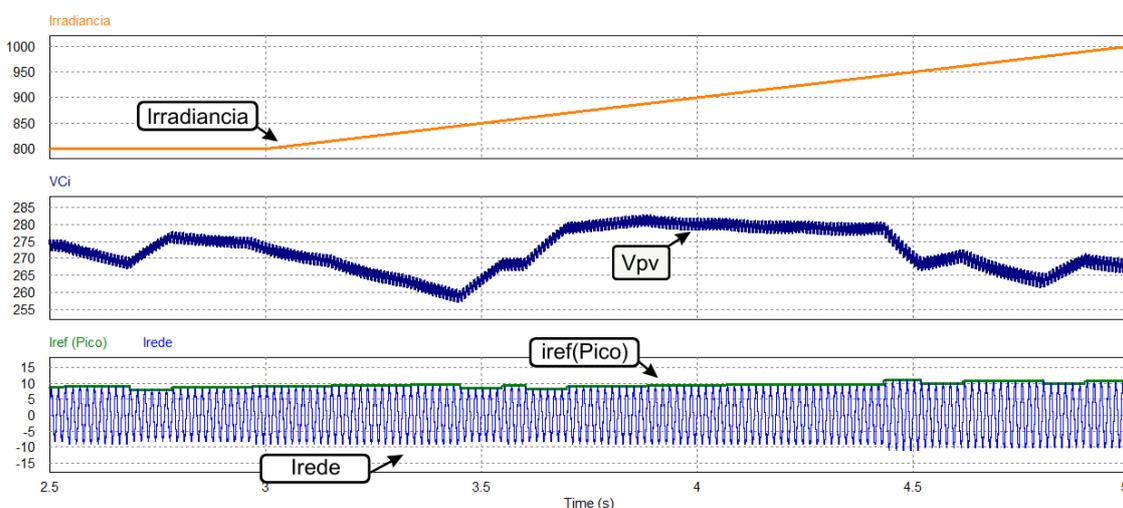
As Figuras 48 e 49 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 800 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a uma rampa ascendente de irradiância de 200 W/m^2 .

Figura 48 – Regime transitório: rampa ascendente de 200 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 49 – Regime transitório: rampa ascendente de 200 W/m^2 de irradiância – V_{ci} e I_{rede}

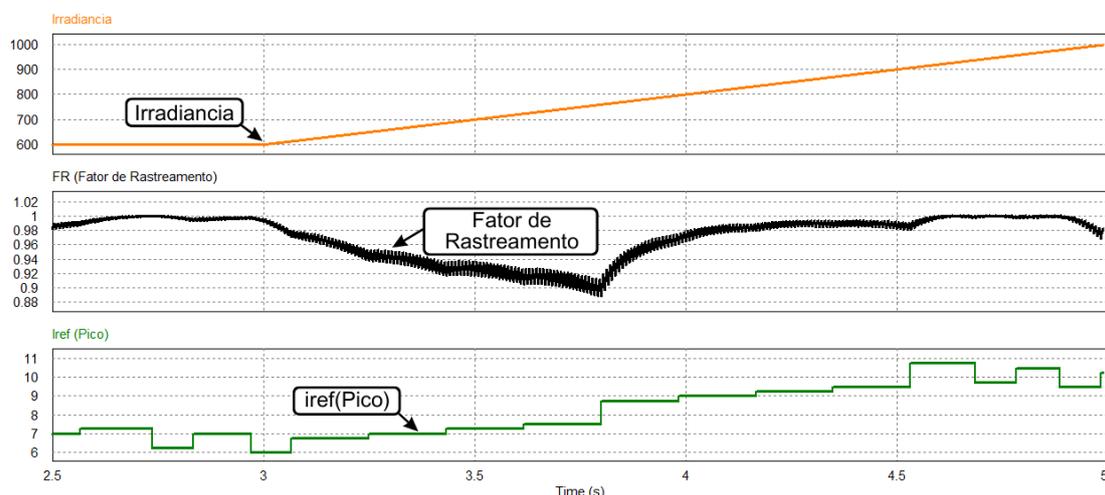


Fonte: Dados do próprio autor

As diferenças no comportamento da técnica de controle são pequenas em relação às rampas ascendentes ou descendentes de irradiância. Novamente apresentam um bom comportamento. Neste caso, com uma rampa menos acentuada, destaca-se da Figura 49 o DHTi que se assemelha ao percebido no ensaio da Figura 45, mantendo-se no valor de 4,12%. Na Figura 48, pode-se perceber uma variação um pouco mais significativa do FR, caindo para uma média de 97,6%, mas ainda assim um valor considerado aceitável por se tratar de uma condição transitória de operação.

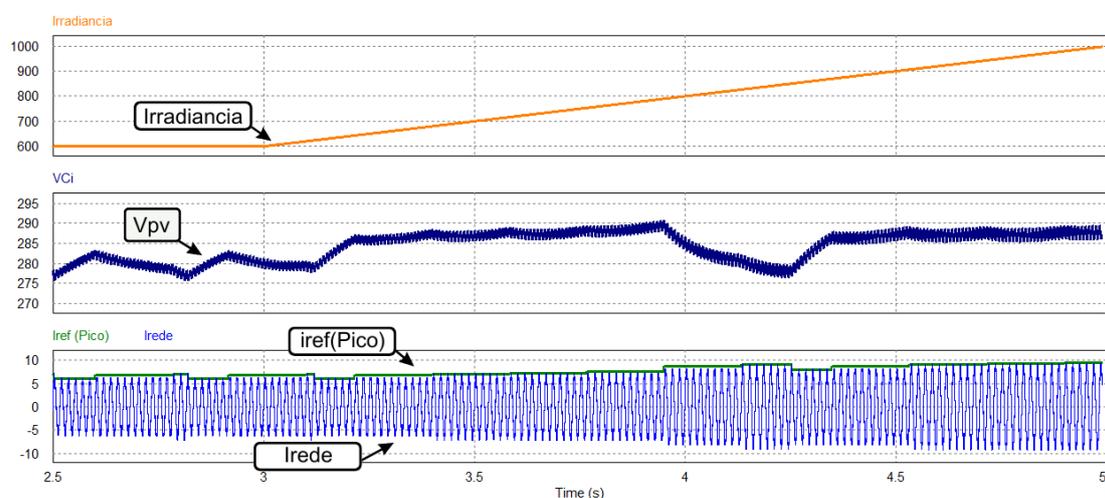
Por fim, nas Figuras 50 e 51 demonstram-se os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 600 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a uma rampa ascendente de irradiância de 400 W/m^2 portanto, com o dobro da taxa de variação do ensaio anterior.

Figura 50 – Regime transitório: rampa ascendente de 400 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 51 – Regime transitório: rampa ascendente de 400 W/m^2 de irradiância – Vci e Irede



Fonte: Dados do próprio autor

Novamente, mesmo em condições mais acentuadas da rampa de variação da irradiância, a técnica de controle apresenta um bom comportamento. Destaca-se de Figura 50 a manutenção de um DHT_i de 7,9%. Na Figura 50, percebe-se que o FR se manteve em uma média de 97,19%. Em todas as condições transitórias de irradiância com variação em rampa, o controle manteve acompanhamento estável e confiável do rastreamento de máxima potência, sempre próximo do 100% nos momentos finais da rampa.

4.3 Comparativo com outras Obras

Comparando a técnica proposta com trabalhos anteriores, alguns pontos marcantes podem ser destacados:

- Uso reduzido de sensores, necessitando apenas do sensor de corrente CA e um sensor de tensão CA para fins de sincronismo, contribuindo para a proposta de baixo custo do trabalho;
- Ótima eficiência de regime permanente para diversas condições de irradiância e temperatura;
- Bom tempo de resposta para condições transitórias de operação;
- Dificuldade de imposição da corrente injetada para condições transitórias extremas;
- Ótimo tempo de resposta e estabilidade para condições transitórias em rampa de irradiância;
- Característica de acesso e conexão com o terra, o que corrobora para a prevenção de problemas de terra flutuante;
- Conexão permanente do neutro com tensão nula nas chaves de baixa frequência, o que previne problemas de capacitâncias parasitas;
- Baixo grau de complexidade, o que permite entendimento e reprodução do conhecimento científico apresentado.

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os resultados de simulação da topologia assim como um comparativo da nova proposta de MPPT com técnicas anteriores. Os resultados foram bastante satisfatórios e servem para validar o funcionamento do conversor.

Os resultados de simulação demonstrados comprovaram o devido funcionamento da estratégia de controle do MPPT e a correta operação em diferentes condições de irradiância e temperatura.

Nos ensaios de regime transitório foi possível verificar bom tempo de resposta para condições extremas de variação de irradiância (degrau) e um ótimo comportamento para condições menos extremas (rampa), além de um acompanhamento estável e confiável do FR.

Cabe ressaltar que, ensaios para condições transitórias de variação de temperatura não foram realizados, nem em simulação nem experimentalmente, por se tratar de uma grandeza física de variação lenta se comparada com as grandezas elétricas estudadas.

Notadamente, endossa-se a realização de diversos ensaios de simulação apenas para casos de condição uniforme de irradiância, que comprovam o funcionamento da técnica de GMPPT empregada. Logo, no capítulo 5 serão apresentados os ensaios de bancada para condições não uniformes de irradiância (sombreamento parcial) a fim de comprovar a eficiência da proposta de GMPPT deste trabalho.

Para manter um perfil coerente com os testes de bancada, os ensaios de simulação foram realizados considerando características do arranjo fotovoltaico que foi implementado usando o SAS (*Solar Array Simulator*) e condições de regime transitório mais severas do que o que ocorre em condições reais.

Capítulo 5. Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais da topologia proposta nesta tese. Conforme discutido no capítulo 4, foram ensaiadas diversas condições de operação a fim de validar a topologia em regime permanente e regime transitório para diferentes condições de temperatura e irradiância, bem como condições não uniformes de irradiância.

Além disso, foram consideradas também algumas características importantes dos componentes de bancada, como os parâmetros do arranjo fotovoltaico emulado no SAS (*Solar Array Simulator*), e dados tanto da fonte da Regatron® (responsável por alimentar a planta com o sinal programado pelo SAS) como do protótipo utilizado na montagem.

Por fim, os resultados experimentais foram comparados com os resultados de simulação apresentados no capítulo 4, fomentando uma análise continuada da proposta desta tese.

5.2 Parâmetros e resultados experimentais

5.2.1 Parâmetros Experimentais

Para demonstrar a precisão da técnica GMPPT proposta, foram realizados testes de simulação e ensaios experimentais. Para implementar o algoritmo de controle na simulação, foi utilizada a função C-block o que, posteriormente, facilitou a implementação do mesmo algoritmo no DSP (*Digital Signal Processor*) para extração dos resultados experimentais.

Um protótipo de laboratório de 1 kW foi desenvolvido para avaliar os resultados práticos. O SAS foi usado para simular o arranjo fotovoltaico com as características desejadas, ensaiando condições de regime permanente, transitório e de sombreamento parcial. O regime permanente foi emulado em uma faixa de irradiância de 400 W/m² a 1000 W/m² e faixa de temperatura de 25 °C a 70 °C, combinando todos esses casos. O

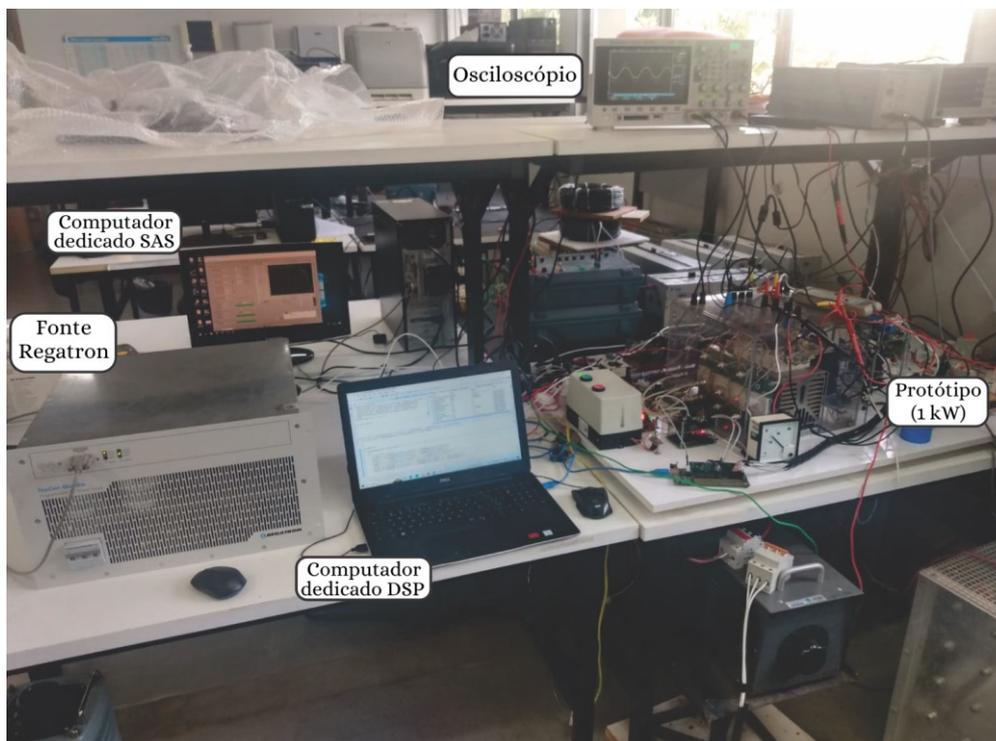
regime transitório foi emulado seguindo um comportamento de variação em rampa da irradiância, com variações de 600 W/m^2 e de 200 W/m^2 em uma rampa de 2 segundos.

O SAS exibe tanto a curva simulada do arranjo fotovoltaico quanto os parâmetros em tempo real de sua saída (que neste caso são a entrada CC do sistema) em sua interface. O gráfico permite monitorar o quão perto a potência do sistema está oscilando em torno do PMP, e os dados restantes permitem o cálculo do FR.

5.2.1.1 Protótipo Utilizado

A Figura 52 ilustra a estrutura de potência montada para os ensaios experimentais da topologia proposta. Cabe destacar o importante papel do SAS (à esquerda na figura), capaz de simular diversas condições de comportamento para arranjos fotovoltaicos. À direita na figura destaca-se o protótipo em si, um inversor trifásico utilizado, neste caso em aplicação monofásica (com uso de apenas dois de seus braços de interruptores). Também estão destacados os computadores utilizados nestes ensaios experimentais, um dedicado ao controle do SAS e outro dedicado à programação do DSP e, acima na bancada, o osciloscópio utilizado para obtenção dos gráficos de saída desejados.

Figura 52- Protótipo e bancada utilizados nos ensaios experimentais



Fonte: Dados do próprio autor

Na Tabela 10 são apresentados os dados técnicos do protótipo incluindo os parâmetros de potência associados ao módulo inversor da SEMIKRON, indutor de acoplamento utilizado e o módulo DSP responsável por receber a estratégia de controle GMPPT desenvolvida.

Tabela 10: Dados do protótipo

	Componente	Dados
Conversor CC-CA de ponte completa	Capacitor C_{bar}	Eletrolítico; 3,3 mF, 900 V
	Módulo Inversor da SEMIKRON	Chaves IGBT: 2 kVA, 500 V
	Frequência de Chaveamento	<15 kHz
	Indutor L_f	10 mH
Microprocessador	DSP TMS320F28335	<i>Clock</i> : 150 MHz; <i>GPIO</i> : 176; <i>A/D Converter</i> : 80ns; <i>RAM</i> : 68 kB

Para um ambiente controlado de ensaios práticos, a fonte programável (representada mais à esquerda na Figura 52) TopCon Quadro TC.P.10.600. 400.S da Regatron® foi necessária para alimentar a planta do trabalho com as características impostas pelo SAS. Na Tabela 11 são apresentados os dados técnicos desta fonte.

Na Tabela 12, são apresentados também os dados técnicos da placa de aquisição de sinais utilizada para captar os sinais de tensão e corrente CA e condicioná-los para serem interpretados e utilizados pelo controle.

Tabela 11: Dados técnicos da fonte programável da Regatron®.

Alimentação	3x380 V_{CA}
Faixa de potência CC de saída	0 – 10 kW
Faixa de tensão CC de saída	0 – 600 V _{CC}
Faixa de tensão CC de saída	0 – 20 A _{CC}
Precisão na regulação de carga	> 99,9%
Precisão na regulação de tensão	> 99,9%
Resposta transitória para regulação de carga	< 2 ms
Temperatura de operação	5 – 40 °C
Proteções integradas contra sobretensão, sobrecorrente e curto-circuito	

Tabela 12: Dados técnicos do módulo de aquisição de sinais.

Tensão de alimentação	± 15 V
Sensor de efeito Hall de tensão modelo LV25-P	± 500 V máx
Sensor de efeito Hall de corrente modelo LA55-P	50 Arms máx
Nível de <i>offset</i>	1,5 V
Tensão de saída	0 – 3,3 V

A característica mais marcante da estratégia de controle proposta nesta tese, consiste na necessidade de apenas um módulo destes módulos de aquisição de sinal (para adquirir os sinais de corrente e tensão CA) enquanto as demais técnicas MPPT discutidas no capítulo 2 precisariam de dois a três destes módulos (por usarem de 4 a 7 sensores diferentes).

5.2.2 Resultados Experimentais

A fim de validar experimentalmente a proposta desta tese, os ensaios laboratoriais foram estabelecidos e seguidos de forma semelhante aos testes de simulação discutidos no capítulo 4, novamente obtendo os gráficos das variáveis mais marcantes do comportamento do circuito.

Foram realizados ensaios em regime permanente, regime transitório e de condição não uniforme de irradiância. Algumas particularidades de cada um destes são discutidas em seguida nos seus respectivos subtópicos neste capítulo.

5.2.2.1 Regime Permanente

Os ensaios experimentais de regime permanente foram executados seguindo critérios semelhantes aos testes de simulação:

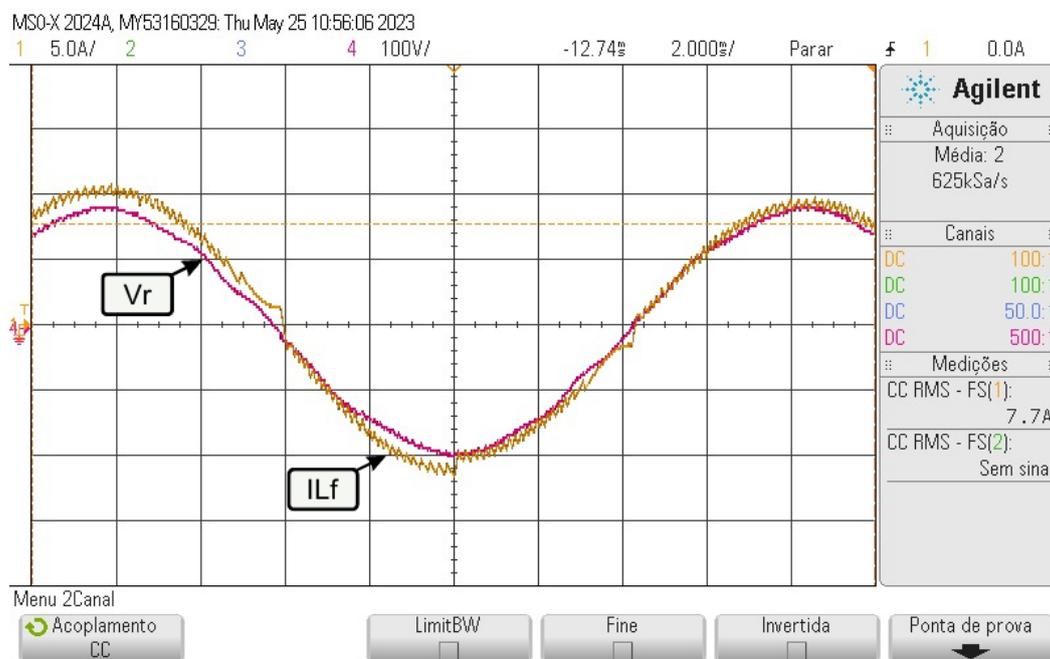
- Frequência de amostragem dos sinais de tensão de corrente da rede: 50 kHz;
- Frequência de perturbação da técnica de MPPT de 6Hz, ou seja, a cada 10 ciclos da rede elétrica;
- Passo de perturbação da técnica MPPT de 250mA para subida e 0,5A para descida;
- Diferentes condições de irradiância: 400 W/m², 600 W/m², 800 W/m² e 1000 W/m²;
- Diferentes condições de temperatura: 25 °C, 40 °C, 55 °C e 70 °C;

Foram ensaiadas todas as combinações de condições de irradiância e temperatura, obtendo um total de 12 ensaios e, adquiridos os dados da tela do SAS e os da tela do osciloscópio observou-se o comportamento das principais variáveis de interesse.

Primeiramente, na Figura 53 evidencia-se a corrente injetada na rede em regime permanente para uma irradiância de 1000 W/m², a 25°C (condições nominais de operação), com o conversor operando próximo do PMP. Na mesma imagem tem-se a tensão da rede elétrica em uma escala diferente para melhor visualização. Na Figura 54,

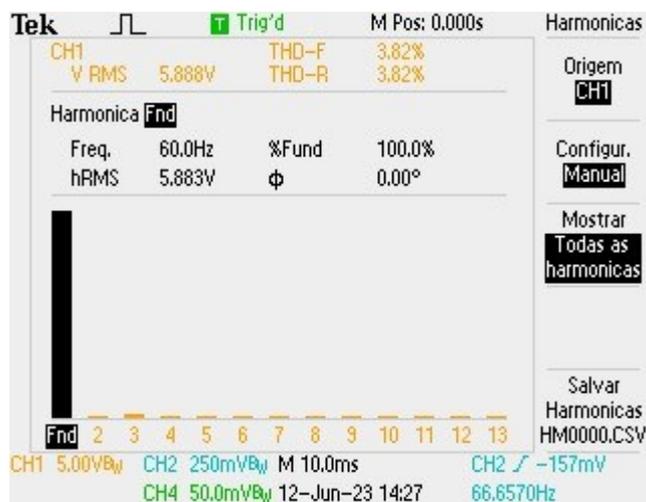
apresenta-se a tela da análise de DHTi do osciloscópio para condições nominais de operação.

Figura 53 – Resultados experimentais: corrente injetada e tensão da rede



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 54 – Resultados experimentais: análise do DHTi no osciloscópio



Fonte: Dados do próprio autor

Nota-se na Figura 53 que a tensão da rede e corrente injetada estão em fase, comprovando um FP acima de 0,99 e, na Figura 54, que a DHTi total é de 3,82%, que apresenta um comportamento ainda melhor do que o obtido nos resultados de simulação,

comprovando o correto funcionamento do sistema de injeção de corrente senoidal e potência ativa na rede também em ensaios experimentais.

As Figuras 55 a 62 apresentam os principais resultados obtidos nos ensaios experimentais. Nestas são mostradas as principais variáveis associadas à saída do sistema (V_{bar} , I_{Lf} e V_r) para diferentes condições de temperatura e irradiância, assim como as telas do SAS para cada um destes casos, e o monitoramento das principais características do arranjo fotovoltaico emulado por ela em todos estes casos.

Por fim, a Tabela 13 apresenta os resultados obtidos para todos os testes experimentais mencionados acima, resumindo os resultados e facilitando a análise geral do comportamento da técnica. É importante destacar que, em todas as condições testadas, o FR permanece acima de 99%, o que garante a eficácia da estratégia de controle de MPPT.

A Figura 55 mostra as variáveis e parâmetros mais significativos para as respostas em regime permanente para as diferentes condições de irradiância mantidas todas a uma temperatura fixa de 25 °C. A figura 55 (a) ilustra, para a condição de irradiância nominal de 1000 W/m², a tensão monofásica da rede elétrica (V_r de 127 V RMS), a corrente injetada na rede (I_{Lf}) com seu valor RMS de 7,2 A e a tensão do barramento CC (V_{bar}) com seu valor rms de 265 V (valor esperado do VMP).

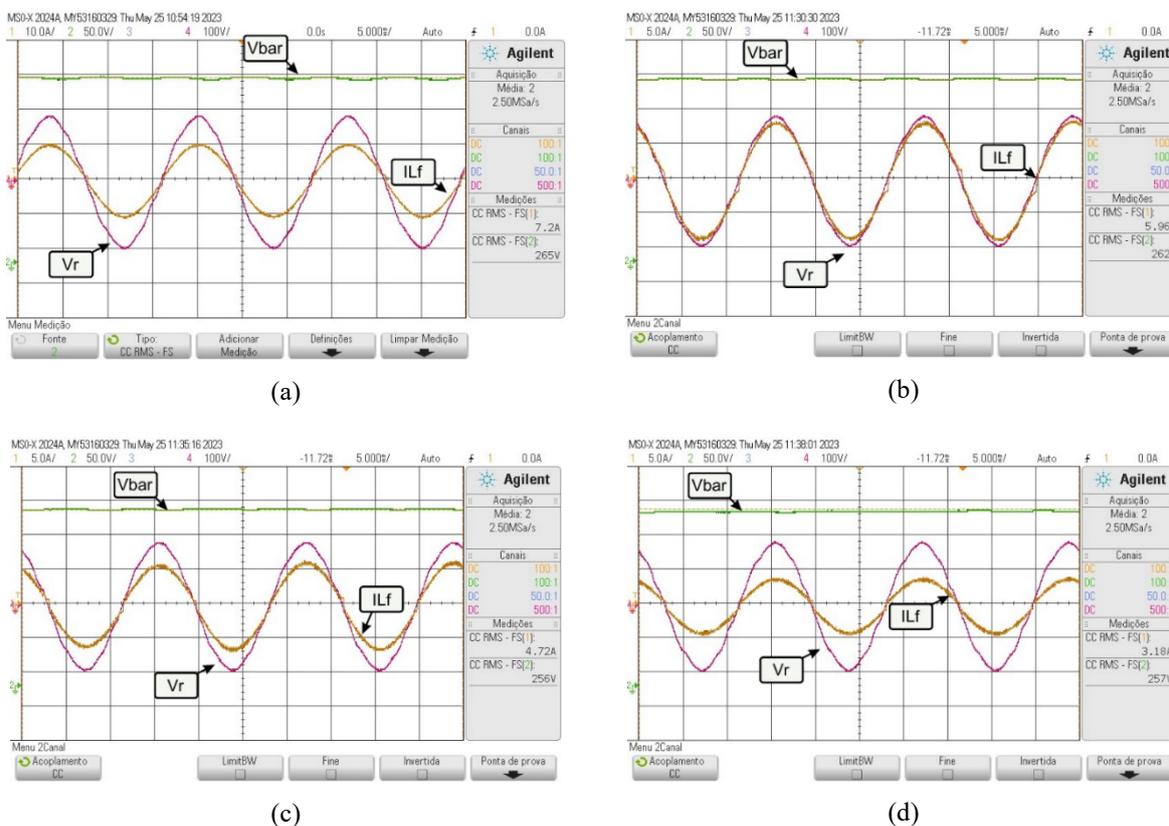
Na figura 55(b) as mesmas variáveis são ilustradas desta vez para uma condição de irradiância de 800 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 7,2 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 265 V. Na figura 55(c) ilustra-se desta vez para uma condição de irradiância de 600 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 7,2 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 265 V. Por fim, na figura 55(d) as variáveis são ilustradas para uma condição de irradiância de 400 W/m². Nela, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 7,2 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 265 V.

Na Figura 56 exibe-se as telas do SAS nas quais os parâmetros do arranjo fotovoltaico podem ser observados. A figura 56(a) mostra o comportamento do arranjo fotovoltaico em condição nominal, com potência nominal de 1 kW, tensão no ponto de máxima potência (VMP) de 265,2 V e corrente no ponto de máxima potência (IMP) de 3,77 A. Também observa-se que a tensão média do barramento é de 263,55 V, com uma variação de 0,6% em relação ao VMP, e a corrente média em 3,775 A, com uma variação

de 0,1% em relação ao IMP. Por fim, destaca-se o cálculo do fator de rastreamento, que alcança 99,45% em operação nominal.

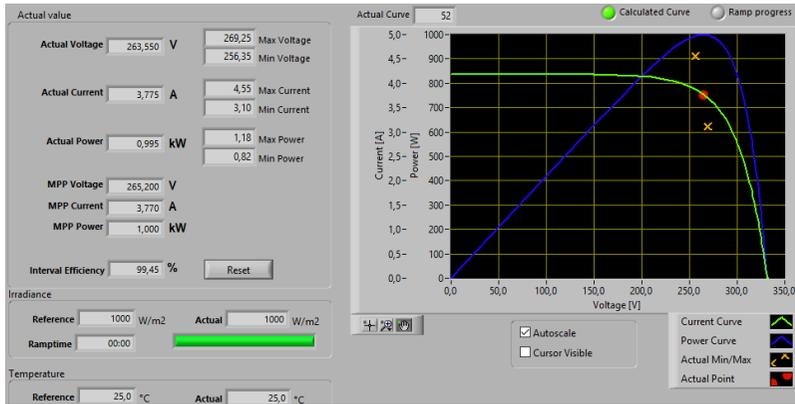
Na figura 56(b) com a irradiância alterada para 800 W/m^2 , o PMP passa a ocorrer em 802 W, VMP de 265,95 V e IMP de 3,015 A. A tensão média do barramento passa a ser de 262,8 V (variação de 1,18% em relação ao VMP) e a corrente média em 3,04 A (variação de 0,8% em relação ao IMP). Ressalta-se, reiteradamente, o cálculo do fator de rastreamento, alcançado de 99,78%. Na figura 56(c) com a irradiância alterada para 600 W/m^2 , o PMP passa a ser 600 W, VMP de 265,05 V e IMP de 2,26 A. A tensão média do barramento passa a ser de 260,1 V (variação de 1,8% em relação ao VMP) e a corrente média em 2,3 A (variação de 1,7% em relação ao IMP), com fator de rastreamento de 99,63%. Por fim, na Figura 56(d) com a irradiância de 400 W/m^2 , o PMP passa a ser 395 W, VMP de 261,6V e IMP de 1,51 A. A tensão média do barramento passa a ser de 253,8 V (variação de 2,9% em relação ao VMP) e a corrente média em 1,55 A (variação de 2,6% em relação ao IMP) e fator de rastreamento em 99,33%, o que corrobora um $\text{FR} > 99\%$ em todos estes casos, conforme proposto inicialmente por este trabalho.

Figura 55 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m^2 ; b) 800W/m^2 ; c) 600W/m^2 ; d) 400W/m^2 .

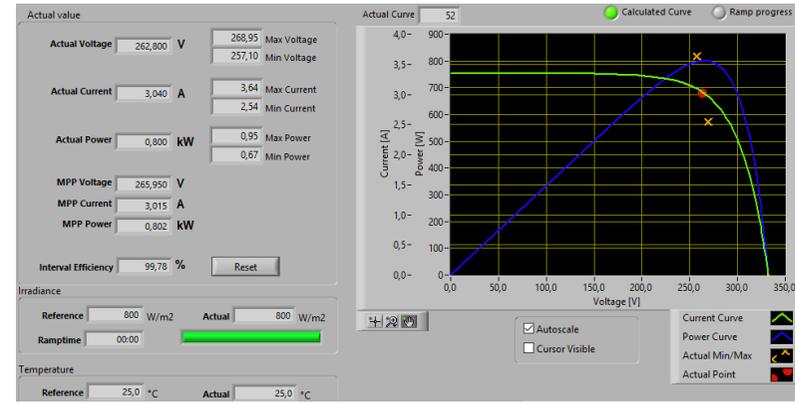


Fonte: Dados do próprio autor.

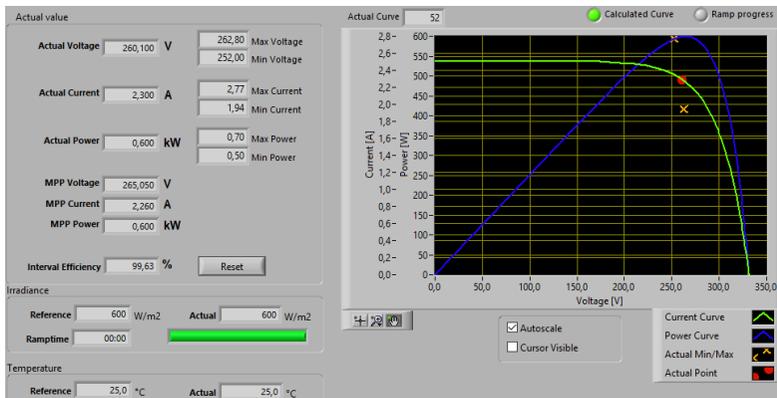
Figura 56 – Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



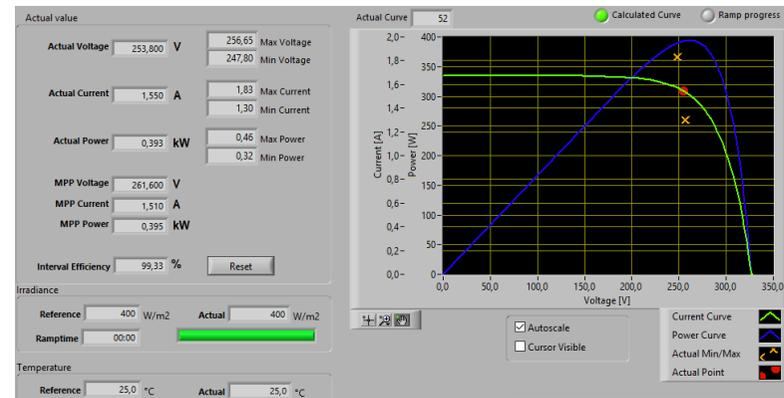
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

É importante destacar a proximidade do valor de V_{bar} apresentado nas Figuras 55 e 56, condição importante para averiguar que se trata do mesmo ensaio. Aponta-se o fato de que condições diferentes da nominal conseguem alcançar um FR superior a ele. O mesmo caso aparece nos ensaios seguintes das Figuras 58 a 62. Este fenômeno está relacionado ao passo de precisão do LTCF, discutido nos capítulos anteriores, e uma discussão mais aprofundada deste fato é feita no fim deste capítulo.

Na Figura 57 as mesmas variáveis e parâmetros para as respostas em regime permanente para as diferentes condições de irradiância mantidas todas a uma temperatura fixa de 40 °C são apresentadas. A Figura 57(a) ilustra, para a condição de irradiância de 1000 W/m². Nela, a corrente injetada na rede tem seu valor rms de 6,8 A e a tensão do barramento CC tem valor rms de 253 V.

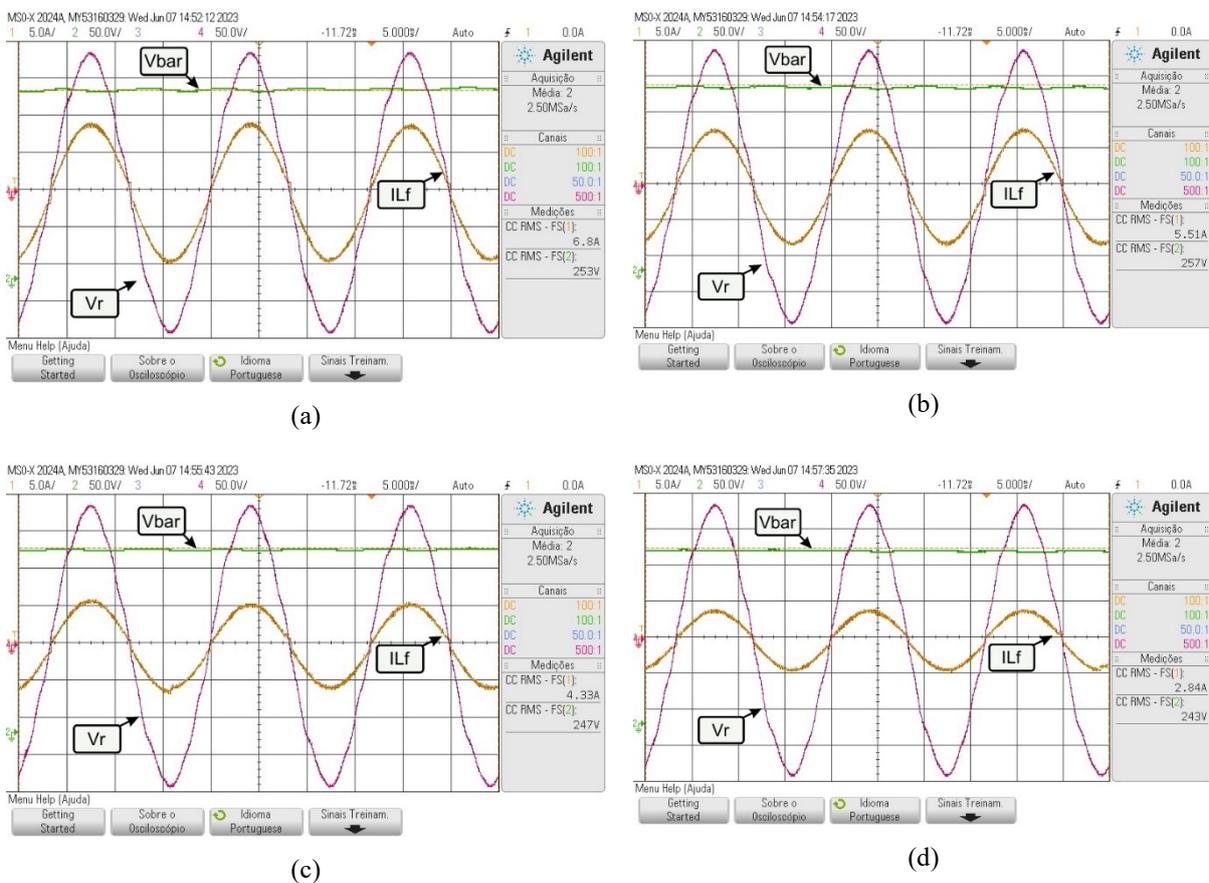
Na Figura 57(b) as mesmas variáveis são ilustradas, mas desta vez para uma condição de irradiância de 800 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 5,51 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 257 V. Na figura 57(c) elas são ilustradas desta vez para uma condição de irradiância de 600 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 4,33 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 247 V. Por fim, na figura 57(d) as variáveis são ilustradas para uma condição de irradiância de 400 W/m². Nela, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 2,84 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 243 V.

Na Figura 58 são exibidas as telas do SAS nas quais os parâmetros do arranjo fotovoltaico podem ser observados. A Figura 58(a) mostra o comportamento do arranjo fotovoltaico com irradiância de 1000 W/m², com PMP de 955 W (diferente do nominal devido à variação da temperatura), VMP de 250,95 V e IMP de 3,805 A. Verifica-se que a tensão média do barramento é de 256,95 V, com uma variação de 2,4% em relação ao VMP, e a corrente média em 3,705 A, com uma variação de 2,6% em relação ao IMP. Por fim, destaca-se o cálculo do fator de rastreamento, alcançando 99,61%.

Na Figura 58(b) com a irradiância alterada para 800 W/m², o PMP passa a ser 768 W, VMP de 251,55 V e IMP de 3,045 A. A tensão média do barramento passa a ser de 248,1 V (variação de 1,37% em relação ao VMP) e a corrente média em 3,085 A (variação de 1,31% em relação ao IMP). Ressalta-se novamente o cálculo do fator de rastreamento, alcançado de 99,9%. Na Figura 58(c) com a irradiância alterada para 600 W/m², o PMP passa a ser 573 W, VMP de 250,8 V e IMP de 2,285 A. A tensão média do barramento

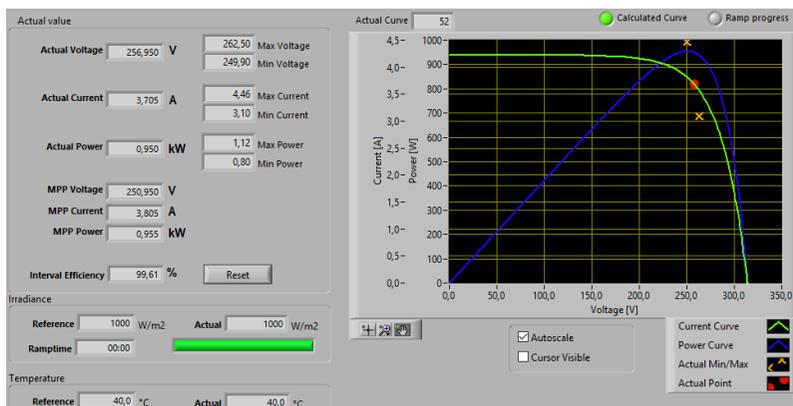
passa a ser de 250,05 V (variação de 0,3% em relação ao VMP) e a corrente média em 2,29 A (variação de 0,2% em relação ao IMP), com fator de rastreamento de 99,79%. Por fim, na Figura 58(d) com a irradiância de 400 W/m², o PMP passa a ser 378 W, VMP de 247,5 V e IMP de 1,52 A. A tensão média do barramento passa a ser de 243,15 V (variação de 1,75% em relação ao VMP) e a corrente média em 1,545 A (variação de 1,64% em relação ao IMP) e fator de rastreamento em 99,92%. Novamente, destaca-se o FR > 99% em todos os casos, conforme proposto inicialmente por este trabalho.

Figura 57 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².

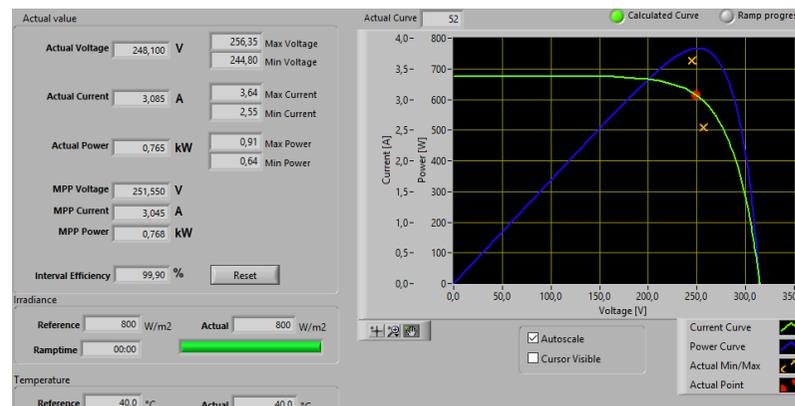


Dados: Fonte do próprio autor.

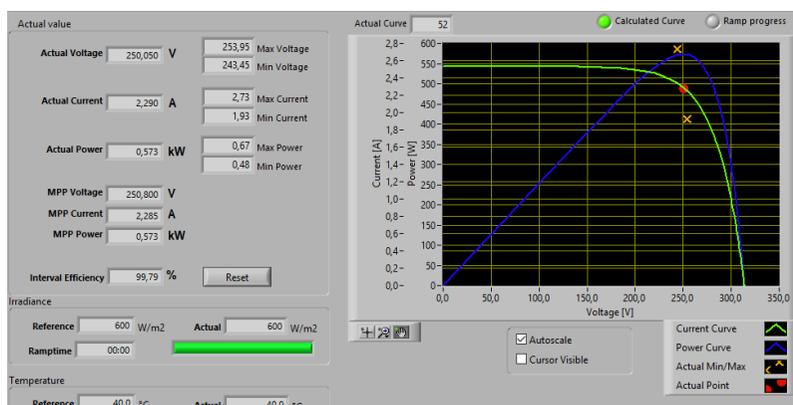
Figura 58: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



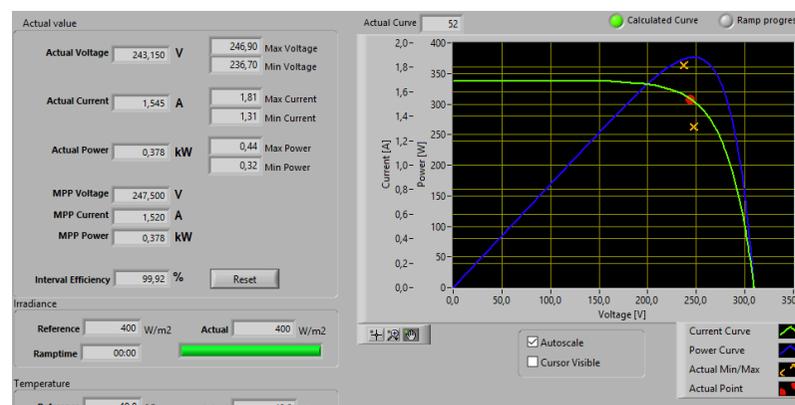
(a)



(b)



(c)



(d)

Fontes: Dados do próprio autor.

Nestes ensaios merece destaque o resultado obtido na condição de temperatura de 40 °C e irradiância de 400 W/m², com FR de 99,92%, conforme apresentado na Figura 58(d). Em contraste com os resultados das figuras 56 e 58, é possível perceber a relação que as variações de temperatura e irradiância têm com o PMP: variações de irradiância modificam significativamente o PMP, de forma praticamente linear, e provocam uma mudança significativa no IMP, mas irrisória no VMP. Variações de temperatura por sua vez, causam significativa mudança no VMP, mas praticamente nenhuma no IMP. Estas também têm um impacto menos marcante no PMP.

Na Figura 59 as mesmas variáveis e parâmetros para as respostas em regime permanente, para as diferentes condições de irradiância mantidas todas a uma temperatura fixa de 55 °C, são apresentadas. A figura 59(a) ilustra, para a condição de irradiância de 1000 W/m². Nela, a corrente injetada na rede tem seu valor rms de 6,6 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms de 238 V.

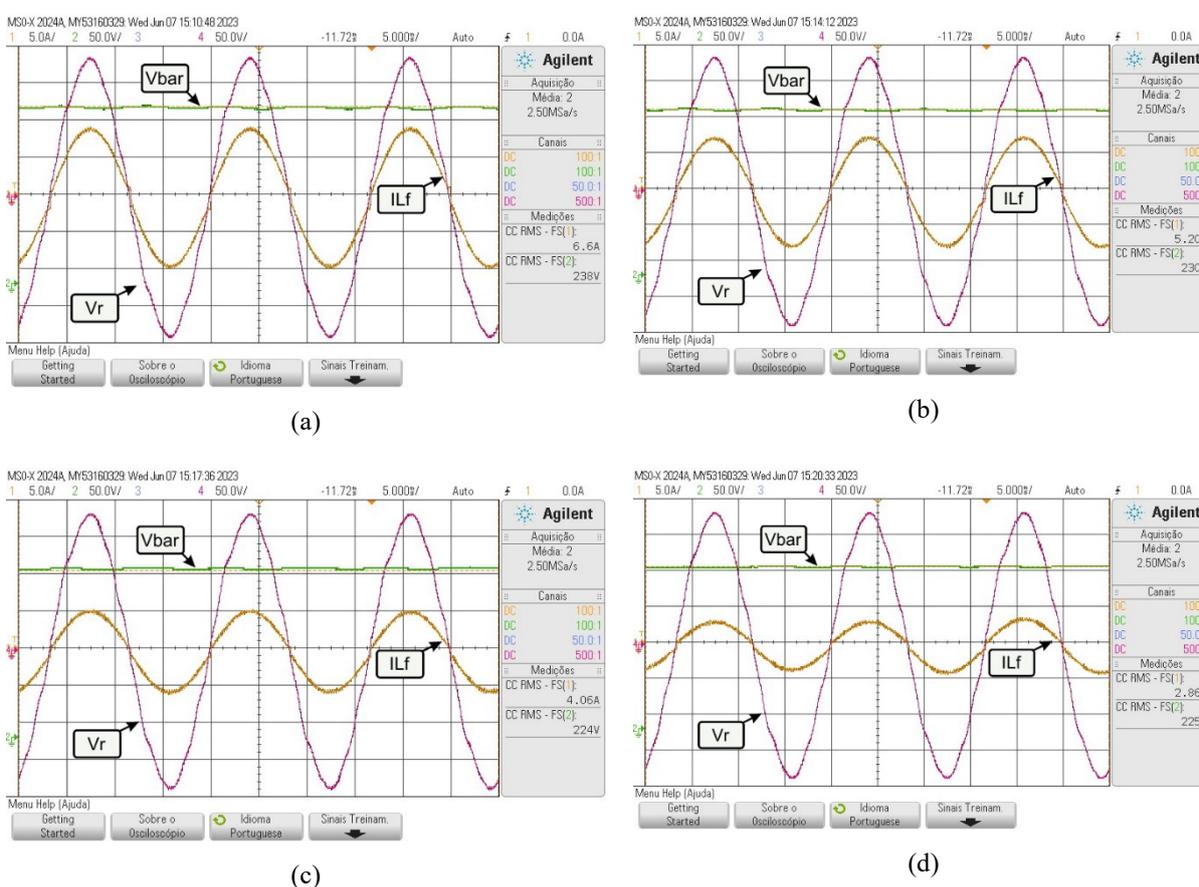
Na figura 59(b) as mesmas variáveis são ilustradas, mas desta vez para uma condição de irradiância de 800 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 5,2 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 230 V. Na figura 59(c) elas são ilustradas desta vez para uma condição de irradiância de 600 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 4,06 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 224 V. Por fim, na figura 59(d) as variáveis são ilustradas para uma condição de irradiância de 400 W/m². Nela, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 2,86 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 225 V.

Na Figura 60 são exibidas as telas do SAS nas quais os parâmetros do arranjo fotovoltaico podem ser observados. A Figura 60(a) mostra o comportamento do arranjo fotovoltaico com irradiância de 1000 W/m², com PMP de 907 W (diferente do nominal devido à variação da temperatura), VMP de 236,7 V e IMP de 3,835 A. Também mostra que a tensão média do barramento é de 238,2 V, com uma variação de 0,63% em relação ao VMP, e a corrente média em 3,81 A, com uma variação de 0,65% em relação ao IMP. Por fim, destaca-se o cálculo do fator de rastreamento, alcançando 99,96%.

Na figura 60(b) com a irradiância alterada para 800 W/m², o PMP passa a ser 728 W, VMP de 237,45 V e IMP de 3,065 A. A tensão média do barramento passa a ser de 232,95 V (variação de 1,9% em relação ao VMP) e a corrente média em 3,12 A (variação de 1,8% em relação ao IMP). Ressalta-se novamente o cálculo do fator de rastreamento,

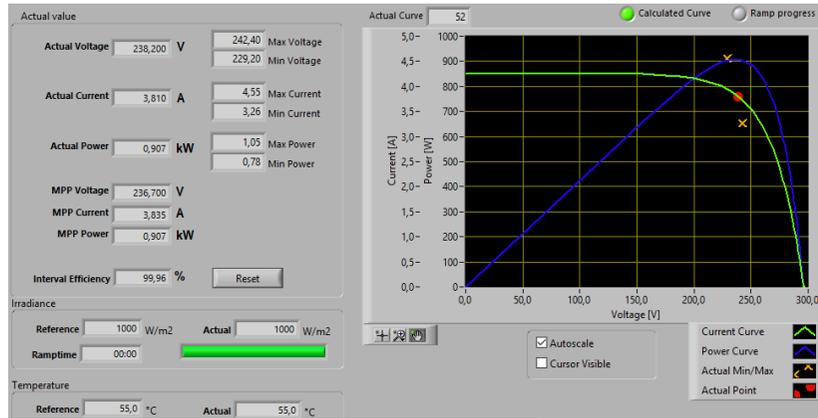
alcançado de 99,73%. Na figura 60(c) com a irradiância alterada para 600 W/m^2 , o PMP passa a ser 542 W , VMP de $236,7 \text{ V}$ e IMP de $2,3 \text{ A}$. A tensão média do barramento passa a ser de $225,75 \text{ V}$ (variação de 4,6% em relação ao VMP) e a corrente média em $2,385 \text{ A}$ (variação de 3,69% em relação ao IMP), com fator de rastreamento de 99,31%. Por fim, na figura 60(d) com a irradiância de 400 W/m^2 , o PMP passa a ser 357 W , VMP de $233,55 \text{ V}$ e IMP de $1,535 \text{ A}$. A tensão média do barramento passa a ser de 225 V (variação de 3,66% em relação ao VMP) e a corrente média em $1,585 \text{ A}$ (variação de 3,25% em relação ao IMP) e fator de rastreamento em 99,5%. Novamente, destaca-se o $\text{FR} > 99\%$ em todos os casos, conforme proposto inicialmente por este trabalho.

Figura 59 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 55°C e irradiância de: a) 1000W/m^2 ; b) 800W/m^2 ; c) 600W/m^2 ; d) 400W/m^2 .

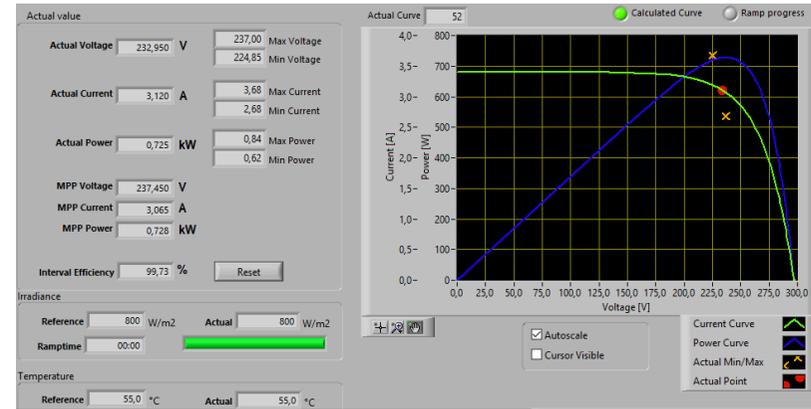


Fonte: Dados do próprio autor.

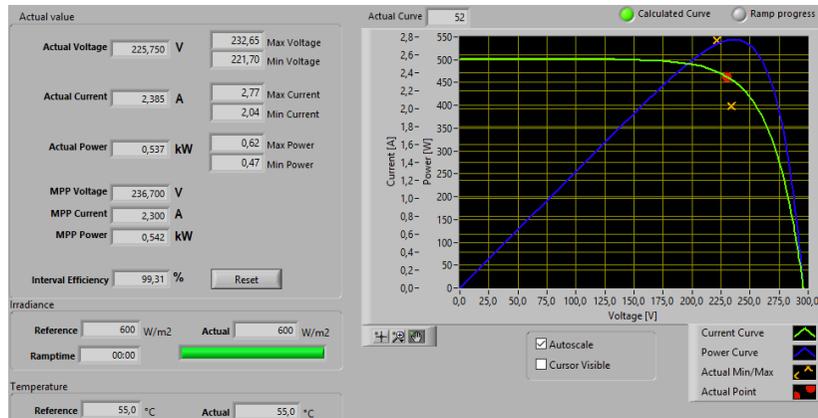
Figura 60: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 55°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



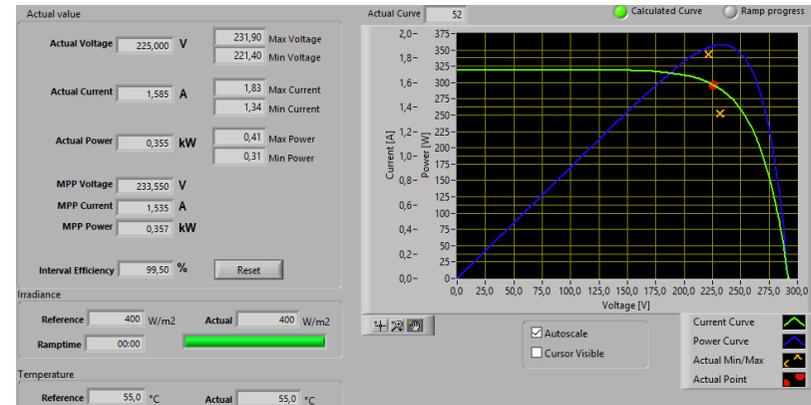
(a)



(b)



(c)



(d)

Evidencia-se o resultado obtido na condição de temperatura de 55 °C e irradiância de 1000 W/m², com FR de 99,96% (apresentado na Figura 60(d)), o melhor resultado em termos de FR de todos os ensaiados.

Acompanhando a evolução da alteração da VMP com o aumento da temperatura de operação do arranjo fotovoltaico, de 265,2 V a 25 °C, 250,95 V a 40 °C e 236,7V a 55 °C, pode-se notar que esta se aproxima cada vez mais do valor da tensão de pico da rede elétrica (180 Vpico), condição no qual, por não ser utilizado um estágio *boost* na proposta, limita a operação da planta, uma vez que é necessário que a tensão do barramento CC seja superior à da tensão de pico da rede para haver injeção de corrente unidirecional.

Por fim, foram ainda realizados ensaios a 70 °C, apresentados na Figura 61 com as mesmas variáveis e parâmetros dos demais testes em regime permanente, para as diferentes condições de irradiância. A Figura 61(a) ilustra, para a condição de irradiância de 1000 W/m². Nela, a corrente injetada na rede tem seu valor rms de 6,23 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms de 214 V.

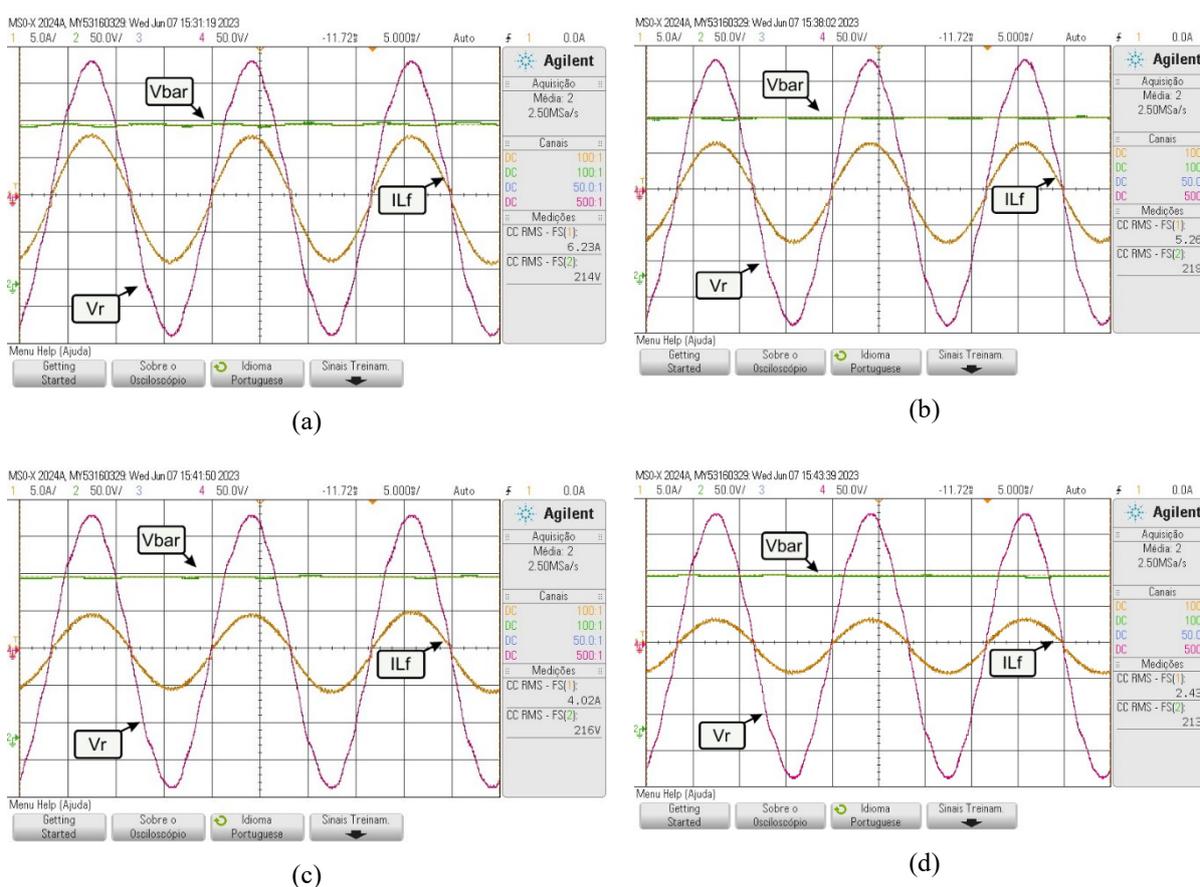
Na Figura 61(b) as mesmas variáveis são ilustradas desta vez para uma condição de irradiância de 800 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 5,26 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 218 V. Na Figura 61(c) elas são ilustradas desta vez para uma condição de irradiância de 600 W/m². Nesta imagem, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 4,02 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 216 V. Por fim, na Figura 61(d) as variáveis são ilustradas para uma condição de irradiância de 400 W/m². Nela, nota-se a corrente injetada na rede com seu valor rms em 2,43 A e a tensão do barramento CC com seu valor rms em 213 V.

Na Figura 62 são exibidas as telas do SAS nas quais os parâmetros do arranjo fotovoltaico podem ser observados. A Figura 62(a) mostra o comportamento do arranjo fotovoltaico com irradiância de 1000 W/m², com PMP de 863 W (diferente do nominal devido à variação da temperatura), VMP de 222,45 V e IMP de 3,875 A. Verifica-se que a tensão média do barramento é de 223,8 V, com uma variação de 0,6% em relação ao VMP, e a corrente média em 3,845 A, com uma variação de 0,77% em relação ao IMP. Por fim, destaca-se o cálculo do fator de rastreamento, alcançando 99,67%.

Na figura 62(b) com a irradiância alterada para 800 W/m², o PMP passa a ser 690 W, VMP de 223,05 V e IMP de 3,1 A. A tensão média do barramento passa a ser de

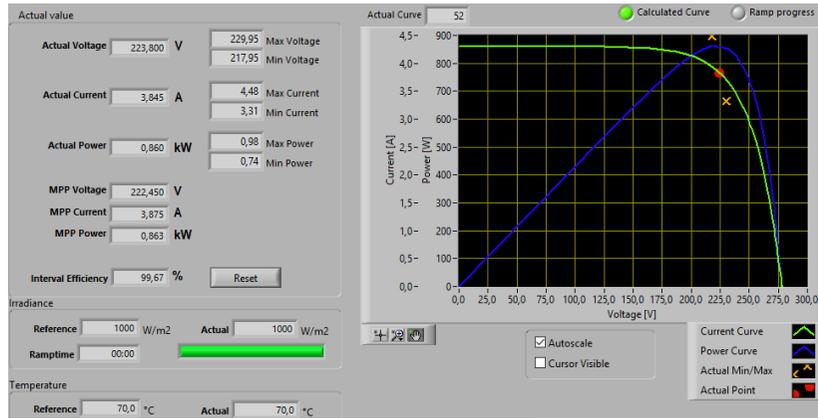
218,70 V (variação de 1,95% em relação ao VMP) e a corrente média em 3,155 A (variação de 1,77% em relação ao IMP). O cálculo do fator de rastreamento, alcança 99,79%. Na figura 62(c) com a irradiância alterada para 600 W/m², o PMP passa a ser 515 W, VMP de 222,3 V e IMP de 2,325 A. A tensão média do barramento passa a ser de 216,6 V (variação de 2,56% em relação ao VMP) e a corrente média em 2,38 A (variação de 2,36% em relação ao IMP), com fator de rastreamento de 99,60%. Por fim, na figura 62(d) com a irradiância de 400 W/m², o PMP passa a ser 340 W, VMP de 219,45 V e IMP de 1,55 A. A tensão média do barramento passa a ser de 213,3 V (variação de 2,8% em relação ao VMP) e a corrente média em 1,585 A (variação de 2,26% em relação ao IMP) e fator de rastreamento em 99,5%. Consistentemente, reitera-se o FR > 99% em todos os casos, conforme proposto inicialmente por este trabalho.

Figura 61 – Tela do osciloscópio para resultados experimentais com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m²; b) 800W/m²; c) 600W/m²; d) 400W/m².

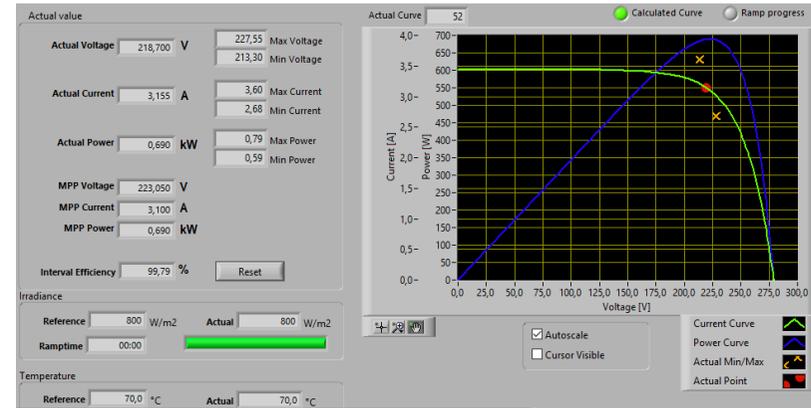


Fonte: Dados do próprio autor.

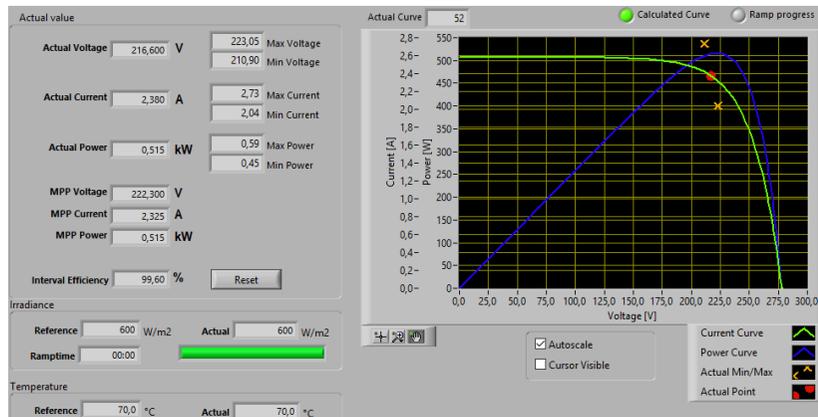
Figura 62: Tela do SAS para resultados experimentais com temperatura em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



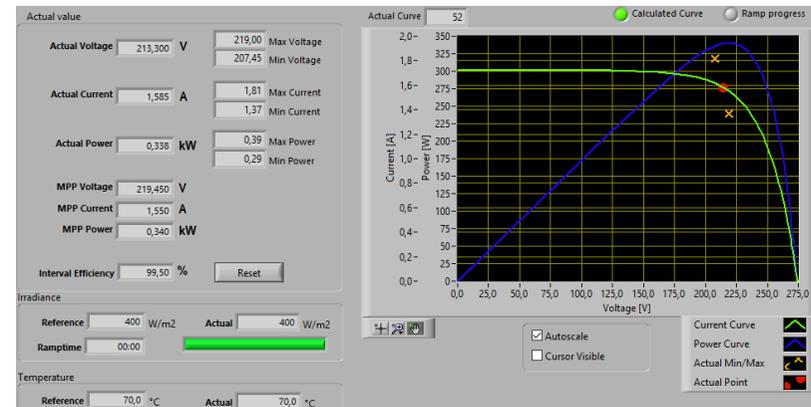
(a)



(b)



(c)



(d)

Mesmo nos casos de operação mais extremos, com variações de irradiância e temperatura, o FR médio mantém-se alto (acima de 99%), o que comprova experimentalmente o devido funcionamento em regime permanente da técnica de GMPPT proposta.

Tabela 13: Resumo Geral dos Ensaios experimentais de regime permanente

Temperatura das Células [°C]	Irradiância [W/m ²]	V _{PV} médio [V]	FR médio [%]
25	400	253,8	99,33
	600	260,1	99,63
	800	262,8	99,78
	1000	263,55	99,45
40	400	243,15	99,92
	600	250,05	99,79
	800	248,1	99,9
	1000	256,95	99,61
55	400	225,0	99,5
	600	225,75	99,31
	800	232,95	99,73
	1000	238,2	99,96
70	400	213,3	99,5
	600	216,6	99,6
	800	218,7	99,79
	1000	223,8	99,67

Distingue-se que é possível melhorar ainda mais o FR por meio de passos de incremento da referência de corrente menores ou diminuindo a frequência com que são aplicados, mas ambos os casos prejudicariam a resposta de regime transitório do sistema. Outras grandezas relevantes e que podem também melhorar o FR de rastreamento, assim como otimizar os componentes passivos do circuito de potência, são as frequências de chaveamento e de amostragem que, neste caso, foram limitações de bancada necessárias para adequação aos componentes acessíveis em laboratório.

Nos resultados apresentados, a frequência de amostragem está em 50 kHz, limitando a de chaveamento a 25 kHz que, por sua vez, é limitada pelo módulo da SEMIKRON até um máximo de 15 kHz. Com isto, o “passo” de precisão máximo que se pode ter na definição do limiar de correção explicado no capítulo 3 é de 20 μ s. Acrescer para valores superiores de amostragem, melhora-se o “passo” de precisão, bem como amplificar a frequência de chaveamento e, conseqüentemente, reduzir o indutor de filtro necessário.

5.2.2.2 Regime Transitório

A plataforma SAS também realiza testes de condições transitórias e de irradiância não uniforme, o que permite variações tanto na irradiância quanto na temperatura para o arranjo fotovoltaico emulado.

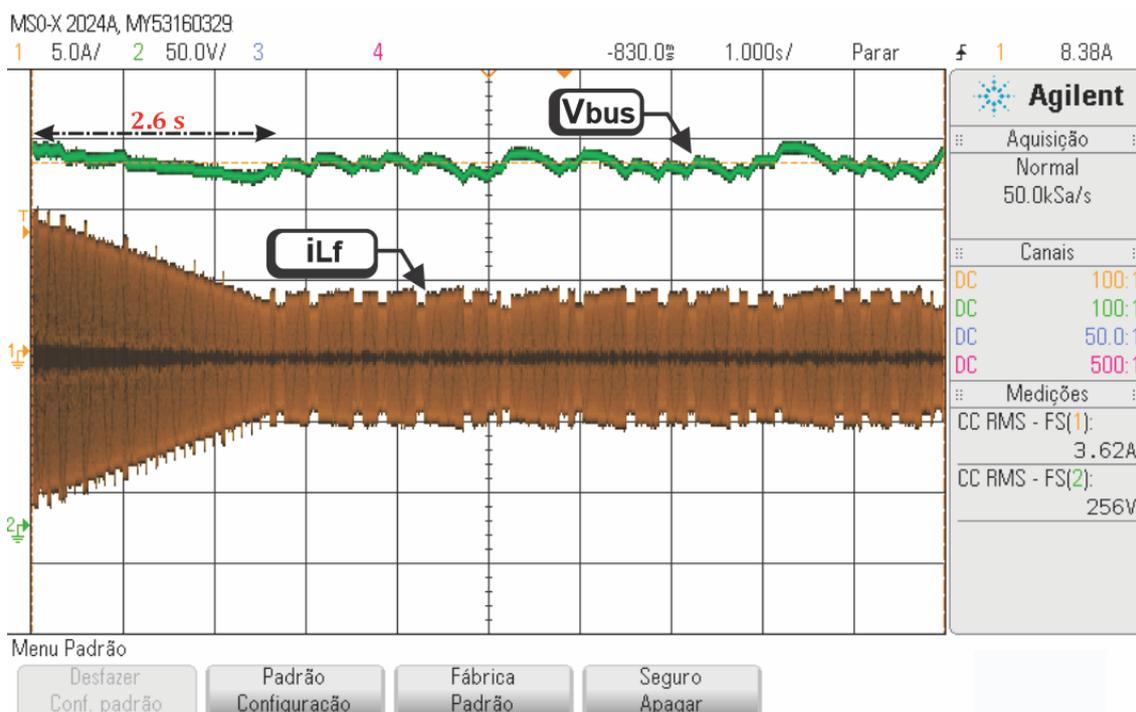
Os ensaios experimentais de regime transitórios foram executados de acordo com critérios semelhantes aos testes de simulação, além de executar análise do comportamento da planta para condições diversas de variação da irradiância. Assim como no caso dos ensaios de simulação em regime transitório do capítulo 4, não foram testadas condições de variação de temperatura, uma vez que esta é uma grandeza de variação lenta quando comparada com a dinâmica de uma planta elétrica.

Justifica-se que, apesar das tentativas de extrair resultados para condições de degrau de irradiância, como aqueles apresentados nas simulações no capítulo 4, nos testes de bancada não foi possível realizá-los devido ao acionamento da proteção da planta utilizada em virtude do *overshoot* da tensão do barramento CC no momento do degrau, seja pelo afundamento no caso de degrau negativo de irradiância, que acionou a proteção de subtensão, ou no caso de degrau positivo, acionando a proteção de sobretensão.

Ensaio com variação em rampa da irradiância foram realizados, com tempo de rampa fixo, com modificação apenas na taxa de variação dela entre eles. A Figura 63

mostra o resultado com o sistema originalmente em uma irradiância nominal de 1000 W/m² (e temperatura nominal de 25 °C) e foi reduzido para 400 W/m² ao longo de uma rampa de 2 segundos.

Figura 63 – Resultados experimentais em regime transitório: rampa descendente de 1000 W/m² para 400W/m² de Irradiância



Fonte: Dados do próprio autor

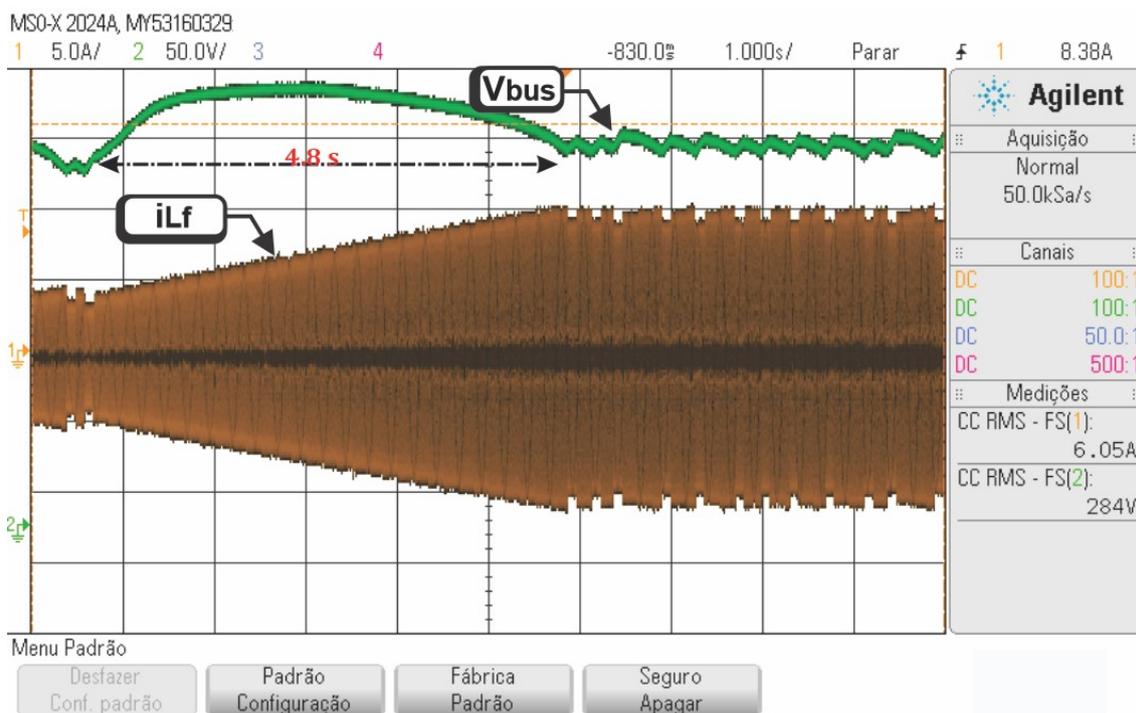
Pode-se observar que os comportamentos da tensão do barramento CC e da corrente injetada mostram uma resposta excelente durante a duração da rampa e uma ótima estabilização após seu fim. A tensão do barramento CC evidencia uma variação pequena e estável, com um intervalo menor que 600 ms para completa estabilização após o fim da rampa. A corrente, por sua vez, também segue sem perturbações transitórias e, findada a rampa, entra novamente em regime permanente de forma imediata.

Na Figura 64, o sistema operava originalmente em uma irradiância de 400 W/m² (a 25 °C), com variação gradual para o valor de 1000 W/m² ao longo de uma rampa de 2 segundos. Neste caso, a tensão do barramento sobe com *overshoot* inferior a 4% durante a execução da rampa, e necessita de um tempo de estabilização mais lento do que no caso da Figura 63, levando aproximadamente 4,8 segundos para se estabilizar. Este tempo de acomodação mais lento de regime transitório em rampa (principalmente quando comparado com o apresentado nos ensaios de simulação do capítulo 4) se deve à ausência da sub-rotina de regime transitório para aumento mais intenso da referência de corrente

em casos de múltiplas perturbações da técnica que foi apresentada no capítulo 4. Mesmo assim, o sistema mostrou-se estável e confiável, conforme a proposta original desta tese.

Vale reforçar que, conforme comprovado por simulação no capítulo 4, a sub-rotina de correção para regime transitório, especificamente para casos de busca de um ponto de IMP significativamente superior, provou-se eficaz e pode ser implementada para otimizar o tempo de resposta dos ensaios práticos.

Figura 64 – Resultados experimentais em regime transitório: rampa ascendente de 400W/m^2 para 1000W/m^2 de Irradiância



Fonte: Dados do próprio autor

Pode-se concluir por estes resultados que, para condições de variação descendente em rampa de irradiância, a técnica de controle proposta segue naturalmente um comportamento rápido e estável e, em casos de variação ascendente da rampa, o comportamento permanece estável, apesar de mais lento, limitação que pode ser facilmente solucionada com a sub-rotina de atuação de regime transitório demonstrada anteriormente.

5.2.2.3 Condição não uniforme de irradiância

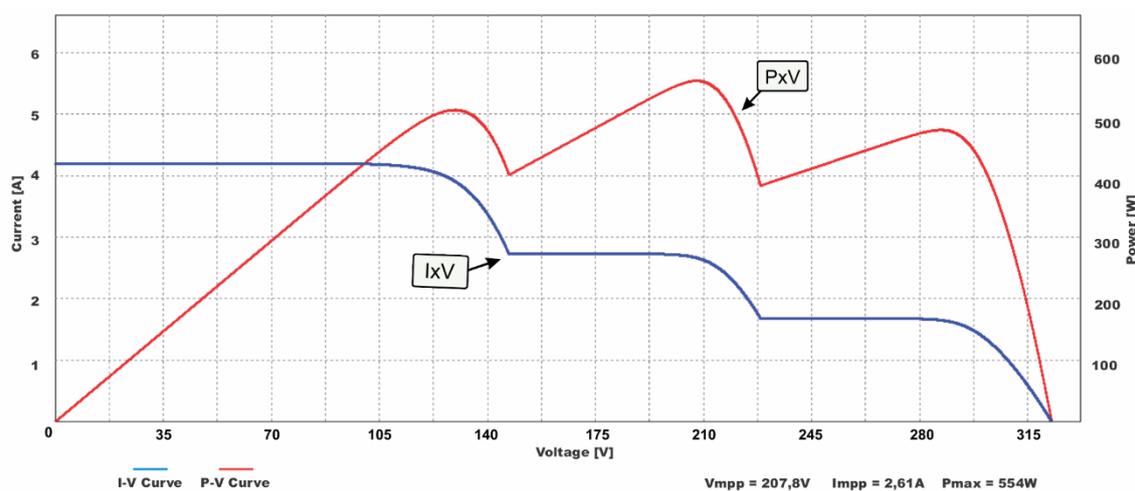
Nos ensaios de simulação iniciais desta tese, antes mesmo de iniciar os ensaios de bancada, o limiar de correção da técnica GMPPT era calculado e mantido constante e, naquela época, já surgiu a questão de como o controle poderia se adaptar para diferentes

condições de temperatura uma vez que, esta varia a VMP do arranjo fotovoltaico e, neste caso, também o cálculo do limiar de correção.

Na busca por uma solução para tal circunstância, foi desenvolvida a técnica de estimativa da tensão do barramento CC pelo cálculo da derivada da corrente injetada (descrito no capítulo 3). Esta por sua vez, também possibilitou o rastreamento do GMPPT, sem necessidade de escaneamento da curva de potência.

Para realizar o ensaio de condição não uniforme de irradiância, uma curva teórica de sombreamento parcial foi gerada usando a plataforma de simulação, adquirindo as curvas I-V e P-V para este teste conforme mostrado na Figura 65. Seus pontos mais significativos são descritos na imagem: GMPPT em 554 W, IMP em 2,61 A e VMP em 207,8 V.

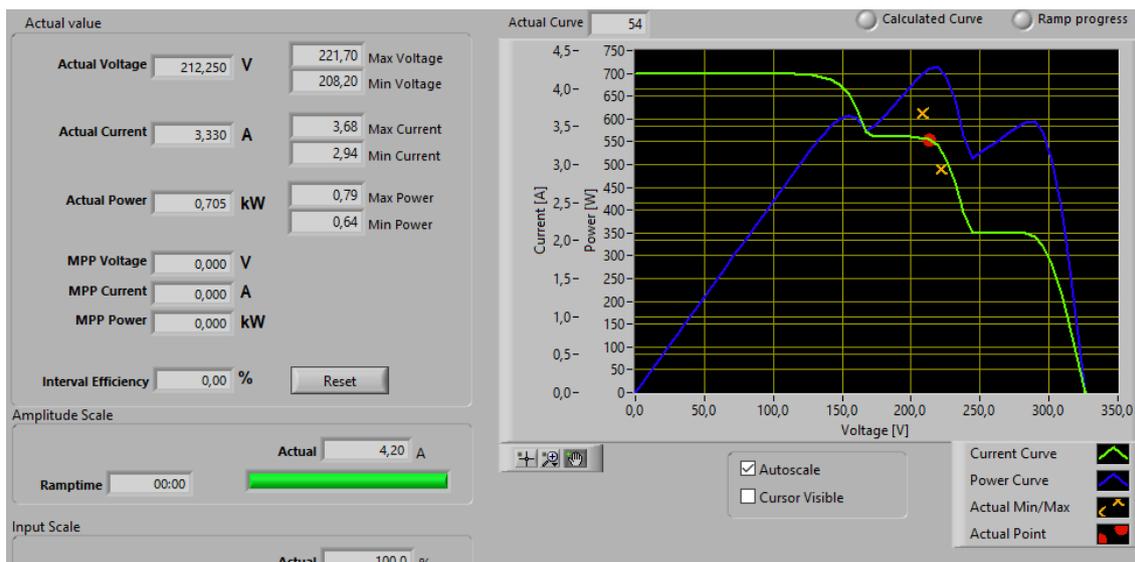
Figura 65 – Curvas I-V e P-V simuladas para sombreamento parcial



Fonte: Dados do próprio autor

Em seguida, os pontos de dados dessas curvas foram salvos e inseridos na plataforma de simulação SAS, com vistas à geração de um comportamento de entrada equivalente a um arranjo fotovoltaico sob efeitos de sombreamento parcial. Para esse fim, uma curva P-V com 3 PMPs foi escolhida, incluindo dois falsos PMP (FMPP) e um PMP global (GMPPT), conforme ilustrado nas Figuras 65 e 66.

Figura 66 – Curvas I-V e P-V no SAS para sombreamento parcial



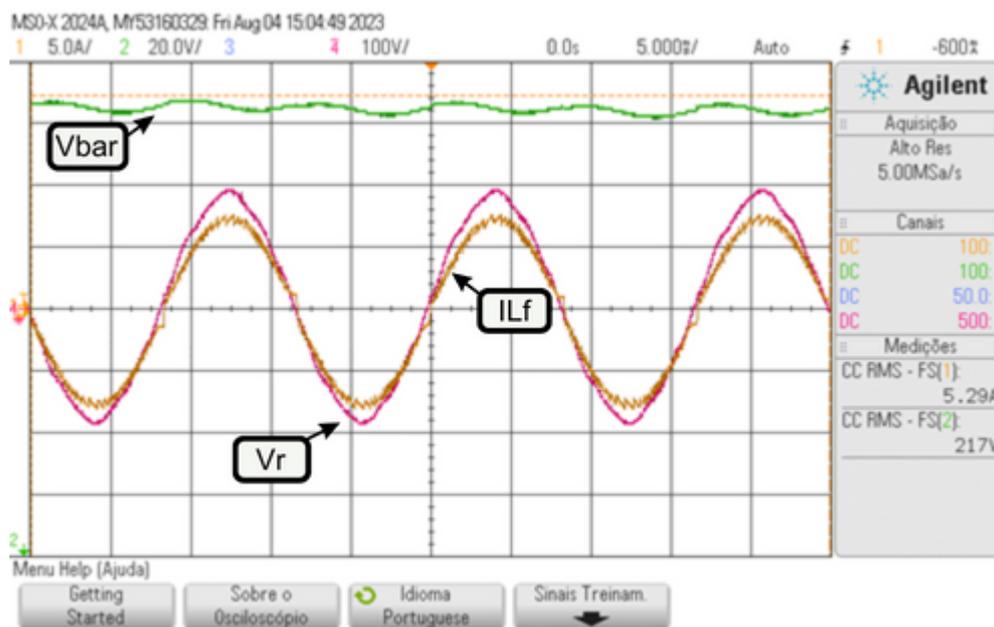
Fonte: Dados do próprio autor

Pode-se observar a proximidade do sistema com o GMPP, comprovando a devida eficácia da técnica de controle proposta. Não é visível nas imagens aqui expostas, mas o tempo de acomodação do controle partindo de uma condição inicial próxima de 1 A de referência (abaixo do primeiro FMPP) foi inferior a 5 segundos. Este tempo ocorre principalmente pelo *delay* colocado no código para a tomada de decisão de se alterar o LTCF em casos de diferentes VMPs.

Ao se iniciar com uma corrente de 1 A e limiar de correção inicial (para um VMP de 265 V), o sistema incrementa a referência de corrente até alcançar o FMPP. Como neste caso a tensão do barramento está acima de 265 V, o limiar de correção se ajusta para um valor mais alto, e a referência de corrente continua a aumentar. Esse processo se segue, rastreando o GMPPT com estas verificações da tensão do barramento CC. Vale ressaltar que esta análise da tensão do barramento CC é feita sem sensoriá-lo (conforme proposto nesta tese), se utilizando da técnica de cálculo da derivada da corrente injetada para estimar o seu valor.

A Figura 67 mostra os resultados das principais variáveis medidas nos ensaios experimentais: a tensão do barramento CC (VPV), a tensão da rede e a corrente injetada na rede. Com uma tensão média VPV de 217 V, situando-se entre os valores de VPV mostrados na Figura 65, e uma corrente média injetada na rede de 5,29 A, a proposta demonstra bom comportamento em regime permanente e operação no GMPP.

Figura 67 – Resultados experimentais em condição de sombreamento parcial: V_{bar} , V_r e I_{Lf} .



Fonte: Dados do próprio autor

Uma discussão ainda permanece sobre a eficácia do rastreamento do GMPP: a limitação do VMP. Existe uma limitação da proposta deste trabalho, relacionada não com a estratégia de controle, mas sim com a estrutura de potência proposta. Como o circuito de potência desta tese não possui um estágio *boost* para elevar a tensão do barramento CC, naturalmente este se limita a aplicações nas quais a VMP do módulo fotovoltaico não seja inferior à tensão de pico da rede elétrica, a fim de garantir uma injeção unidirecional de corrente.

Neste âmbito, naturalmente, condições não uniformes de irradiância para as quais o GMPP esteja em um ponto com VMP inferior a 180 V (tensão de pico da rede) não conseguem ser rastreadas pela técnica.

5.3 Comparativo entre experimental e simulação

Após análise dos resultados experimentais e de simulação obtidos neste trabalho, uma melhor comparação entre eles pode ser feita. Primeiramente, destacando as suas principais semelhanças:

- Ótima eficiência de regime permanente para diversas condições de irradiância;
- Comportamento eficiente e estável para condições transitórias em rampa;
- DHTi e FP ambos dentro dos limites impostos por norma;

- Mesmos parâmetros de circuito de potência.

Cabe nesta seção também destacar e discutir sobre as principais diferenças entre os resultados experimentais e os de simulação. Nota-se pelas tabelas já apresentadas que alguns resultados experimentais alcançaram resultados em regime permanente melhores do que os de simulação. Isso em decorrência da influência de parâmetros reais no cálculo do limiar de correção e na limitação já mencionada da precisão de ajuste deste limiar, limitado a 20 μ s, por causa da frequência de amostragem de 50 kHz utilizada.

Outra diferença marcante entre os resultados experimentais e as simulações está no fato de, nos ensaios de condições transitórias de operação, não ter sido possível realizar testes experimentais significativos de degrau de irradiância. Como já discutido anteriormente, esta limitação está associada à proteção do controle da planta que não permite sobretensões acima de 330V nem subtensões abaixo de 200 V para o barramento CC, condições estas que ocorrem nos ensaios de simulação. Importante ressaltar que estas proteções são importantes para a proteção do protótipo (principalmente a de subtensão) e, portanto, justifica-se a escolha da realização de ensaios experimentais apenas em condições transitórias de rampa.

Cabe também reforçar que o resultado apresentado na Figura 64, com o tempo de estabilização mais lento para condição de rampa ascendente, se deve ao fato de a sub-rotina de regime transitório para aumento mais intenso da referência de corrente encontrar-se desabilitada, responsável por acelerar a busca do IMP a ser imposto pela referência.

Por fim, também cabe aqui apontar que não houve ensaio de simulação para condições não uniformes de irradiância, devido às limitações na utilização do software de simulação, mas que, neste capítulo, resultados experimentais para estas condições foram apresentados, a fim de comprovar a proposta de técnica GMPPT desta tese.

Portanto, conclui-se que apesar de haver algumas lacunas de ensaios de simulação ou experimentais, ambos trabalham de forma complementar, com êxito para comprovar a eficácia da técnica de GMPPT desta tese em todas as condições de operação consideradas necessárias.

5.4 Considerações sobre os Experimentos propostos

Este capítulo apresentou os resultados experimentais da nova técnica GMPPT com reduzido uso de sensores, capaz de alcançar um fator de rastreamento comparável a técnicas mais complexas. Nestes resultados, a proposta logrou-se eficiente em condições de regime permanente (para diversas condições de temperatura e irradiância), regime transitório (em variações de rampa da irradiância) e em condições não-uniformes de irradiância, importante etapa para validação da proposta desta tese.

Com resultados de regime permanente ainda melhores do que os alcançados nos ensaios de simulação do capítulo 4, a técnica comprova sua robustez e adaptação para diferentes condições de operação. Em regime transitório, apesar das limitações mencionadas para testes com degrau de irradiância, as respostas em rampa logram-se também exitosas, corroborando com a proposta.

O trabalho também apresenta um novo método de controle indireto para a tensão do barramento CC, sem a necessidade de sensores CC e, neste capítulo, verifica-se o ensaio de bancada para esta condição. A técnica GMPPT desta tese é eficiente na busca do GMPPT apesar de sua limitação de VMP devido à ausência de um estágio *boost*.

Capítulo 6

6.1 Conclusão

Neste trabalho, apresentou-se uma análise abrangente e detalhada de uma nova técnica de GMPPT para sistemas fotovoltaicos, com ênfase na redução da quantidade de sensores. Os resultados experimentais demonstraram a eficácia da técnica proposta em diversas condições operacionais de regime permanente, bem como em condições transitórias e de irradiância não uniforme.

Primeiramente, foi realizada uma revisão aprofundada sobre as energias renováveis e sua literatura, voltada sobre a energia fotovoltaica. Com participação na discussão histórica e a análise das tendências atuais no campo das energias renováveis, destaca-se a importância crescente dos sistemas fotovoltaicos no panorama energético global. Estabeleceu-se um alicerce crítico para a compreensão das motivações e da relevância da técnica GMPPT desenvolvida.

Em seguida, foi detalhada a metodologia empregada para o desenvolvimento do algoritmo de controle dos interruptores do inversor. A inovação deste algoritmo reside na sua simplicidade e na eficiência, o que favorece um controle efetivo da corrente injetada na rede próximo do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico.

Os ensaios em regime permanente, tanto de simulação quanto experimentais, revelaram um desempenho com alto FR, que demonstra, indubitavelmente, a robustez e adaptabilidade da técnica às diferentes condições de operação. Isso se manifestou, sobretudo, em termos de eficiência e estabilidade, demonstrando que a técnica proposta é capaz de operar eficazmente sob uma variedade de condições de temperatura e irradiância.

Em relação ao regime transitório, apesar de algumas limitações observadas em testes com degrau de irradiância (nos ensaios experimentais), as respostas em rampa estão alinhadas às expectativas e reforçaram a viabilidade da técnica proposta. Bem como a eficiência do método de controle indireto para a tensão do barramento CC, sem a necessidade de sensores, também comprovada por meio dos ensaios de simulação e experimentais.

A análise dos resultados apresentados também revelou que, embora a técnica GMPPT possua limitações quanto à VMP em certos cenários, oferece uma melhoria significativa em termos de custo-benefício quando comparada com técnicas anteriores de GMPPT.

Um ponto de atenção destacado nesta pesquisa é a limitação natural do VMP (tensão no ponto de máxima potência) da técnica GMPPT devido à ausência de um estágio *boost*. Esta limitação implica que a técnica não é aplicável em cenários nos quais a VMP do módulo fotovoltaico é inferior à tensão de pico da rede elétrica, um caso de nicho para sua aplicabilidade. Em contrapartida, os ensaios de simulação apresentados no apêndice A mostram que, dentro deste nicho, a técnica se mostra flexível, eficiente em condições superiores de potência e capaz de operar com indutores e capacitores consideravelmente menores.

Por fim, conclui-se que a técnica GMPPT proposta neste trabalho demonstra potencial para a otimização do desempenho de sistemas fotovoltaicos. Promulga uma alternativa viável e eficiente às técnicas convencionais de GMPPT. As pesquisas futuras podem se concentrar em superar as limitações identificadas, sobretudo no que diz respeito ao VMP, para ampliar ainda mais a aplicabilidade da técnica.

Referências Bibliográficas

ABDELSALAM, A. K. et al. High-Performance Adaptive Perturb and observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1010 - 1021, Abril 2011.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2106221>

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2000. 479 p

A. Ingegnoli and A. Iannopolo, "A Maximum Power Point Tracking algorithm for stand-alone photovoltaic systems controlled by low computational power devices," Melecon 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Valletta, Malta, 2010, pp. 1522-1527.

<https://doi.org/10.1109/MELCON.2010.5476262>

ALAJMI, B. N. et al. Fuzzy-Logic-Control Approach of a Modified Hill-Climbing Method for Maximum Power Point in Microgrid Standalone Photovoltaic System. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, Abril 2011. 1022 - 1030.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2090903>

ANDREYCAK, B. Topic 1. **Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion**, 2001. Disponível em: <www.ti.com/lit/ml/slup089/slup089.pdf> Acesso em: 03 agosto. 2021.

ANEEL. Chamada N°013/2011 - **Projeto Estratégico**: Arranjos técnicos e comerciais para inserção da geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira. ANEEL. [S.l.]. 2012.

ANEEL. REN 481. **Resolução Normativa N° 481**, de 17 de abril de 2012, 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012481.pdf>>. Acesso em: 05 agosto 2021.

ANEEL. REN 482. **Resolução Normativa N° 482**, de 17 de abril de 2012, 17 abril 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em: 05 agosto 2021.

ANEEL. REN 687. **Resolução Normativa N° 687**, de 24 de novembro de 2015, 24 novembro 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 05 agosto 2021.

ANEEL. **Geração Distribuída**. Unidades Consumidoras com Geração Distribuída, 2018. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Fonte.asp>. Acesso em: 05 agosto 2021.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 16149**: Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da Interface de Conexão com a Rede Elétrica de Distribuição. ABNT. Rio de Janeiro. 2013.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 16150**: Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da Interface de Conexão com a Rede Elétrica de Distribuição - Procedimento de Ensaio de Conformidade. ABNT. Rio de Janeiro. 2013.

Atlas Brasileiro de Energia Solar, INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais), 2017. Disponível em: <http://labren.ccst.inpe.br/>

BARBI, I. **Projetos de Inversores Monofásicos**. Santa Catarina: Edição dos autores, 2008.

BONN, R. H. Developing a "next generation" PV inverter. Photovoltaic Specialists Conference, 2002. [S.l.]: **Conference Record of the Twenty-Ninth**. 2002. p. 1352-1355

BOZTEPE, M. et al. Global MPPT Scheme for Photovoltaic String Inverters Based on Restricted Voltage Window Search Algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 7, p. 3302 - 3312, Julho 2014.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281163>

BRITO, M. A. G. **Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas**: técnicas para obtenção de mppt, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica. Universidade Estadual Paulista (UNESP), Tese de Doutorado. [S.l.]. 2013.

BRITO, M. A. G. D. et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 1156 - 1167, May 2012.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2198036>

CRESESB. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: CRESESB, 2014.

EPE. **Balanco Energético Nacional de 2020** - Relatório Síntese do ano base 2020. Empresa de Pesquisa Energética, 2020. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2020>>. Acesso em: 22 julho 2021.

ESRAM, T. et al. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1282 - 1291, September 2006.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.880242>

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, p. 439 - 449, junho 2007.

<https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874230>

MELO, FERNANDO C.; GARCIA, LUCAS S.; DE FREITAS, LUIZ C.; COELHO, ERNANE A. A.; FARIAS, VALDEIR J.; DE FREITAS, LUIZ C. G.. Proposal of a Photovoltaic AC-Module With a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, p. 2289-2301, 2018.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2750611>

FREITAS, L. C. D. **Célula de comutação não dissipativa**. MU 7300887-7 U, 06 dez. 1994.

FREITAS, L. C. G. et al. **Um novo retificador trifásico híbrido multipulsos com elevado fator de potência**. Revista Eletrônica de Potência, 10, 2005. 17-24.

<https://doi.org/10.18618/REP.2005.2.017024>

FREITAS, L. C. G. et al. A novel programmable pfc based hybrid rectifier for ultra clean power application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 21, 2006. 959-966.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.876859>

FREITAS, L. C. G. et al. Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of Power electronics converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 54, 2007. 3030-3041.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2007.907004>

FREITAS, L. C.; CRUZ, D. F.; FARIAS, V. J. **A novel ZCS-ZVS-PWM DC-DC buck converter for high power and high switching frequency: analysis, simulation and experimental results**. Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Diego: [s.n.]. 1993. p. 693-699.

FREITAS, L. C.; GOMES, P. R. C. A high-power high-frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 10, n. 1, Jan. 1995. 19-24.

<https://doi.org/10.1109/63.368465>

GARCIA, L. S. et al. Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 10, Oct. 2013. 4644-4656.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2234139>

Global Solar Atlas, 2021 Disponível em: < <https://globalsolaratlas.info/map>>. Acesso em: 13 julho 2021

GREENPRO. Projeto parcialmente financiado pela Comissão Europeia, designadamente através do programa ALTENER. **Energia Fotovoltaica - Manual sobre tecnologias, projecto e instalação**, 2004. Disponível em: <<http://www.greenpro.de/po/index.html>>. Acesso em: 12 julho 2021.

GUPTA, A. et al. **Comparative Study of Single Phase PLL Algorithms for Grid Synchronization Applications**. International journal of electronics and communication technology (IJECT), v. 3, n. 4, p. 237 - 245, December 2012. ISSN 2230-9543.

IRENA. **Renewable Power Generation Costs in 2020**, Key Findings and Executive Summary. International Renewable Energy Agency, 2020. Disponível em: <<https://www.irena.org/>>. Acesso em: 15 Julho 2021.

IEEE. IEEE Std. 929: **Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems**. IEEE. [S.l.]. 2000.

IEEE. IEEE Std 1547: **IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**. IEEE. [S.l.], p. 1-16. 2003.

IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Revision of IEEE Std 519-1992. ed. [S.l.]: IEEE Std 519, 2014. 1-29 p.

JAIN, S.; AGARWAL, V. **A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems**. IEEE Power Electronics Letters , v. 2, n. 1, p. 16 - 19, March 2004.

<https://doi.org/10.1109/LPEL.2004.828444>

JAIN, S.; AGARWAL, V. **Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems**. IET Electrical Power Applications, v. 1, p. 753 - 762, September 2007. ISSN doi:10.1049/iet-epa:20060475.

<https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060475>

KAVIMANDAN, A.; DAS, S. P. Control and protection strategy for a three-phase single-stage boost type grid-connected current source inverter for PV applications. 2013

IEEE **International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. Cape Town: [s.n.]. 2013. p. 1722-1727.

<https://doi.org/10.1109/ICIT.2013.6505935>

K. Ishaque and Z. Salam, "A Deterministic Particle Swarm Optimization Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition", IEEE **Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, n° 8, pp. 3195-3206, Aug. 2013. Doi: 10.1109/TIE.2012.2200223.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2200223>

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. IEEE **Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292 - 1306, 2005.

<https://doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>

K. Sundareswaran, V. Vigneshkumar, P. Sankar, S. P. Simon, P. S. R. Nayak, and S. Palani, "Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System," IEEE **Transactions on Industrial Informatics**, vol. 12, no. 1, pp. 187-200, 2016.

<https://doi.org/10.1109/TII.2015.2502428>

KUNDU, S.; GUPTA, N.; KUMAR, P. **Review of solar photovoltaic maximum power point tracking techniques**. 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE). Patiala, India: [s.n.]. 2016.

<https://doi.org/10.1109/IICPE.2016.8079494>

KYOCERA. **Kyocera Solar do Brasil**, 2012. Disponível em: <<https://brazil.kyocera.com>>. Acesso em: 10 setembro 2021.

LEITE, A. C. Q. B. **Rastreamento da Máxima Potência utilizando o método baseado na medição de temperatura com modulação OCC Digital**. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2017. Disponível em: <<https://repositorio.ufrn.br/>>. Acesso em: 05 julho 2021.

LIM, Y. H.; HAMILL, D. C. **Simple maximum power point tracker for photovoltaic arrays**. **Electronics Letters**, 25 maio 2000. 997 – 999.

<https://doi.org/10.1049/el:20000730>

MACIEL, R. S. **Conversor Boost pré-regulador com funções CFP e CC-CC integradas para sistemas UPS utilizando célula a combustível como fonte auxiliar de energia**. Dissertação (Mestrado em Engenharias) - Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 127. 2014.

MASTROMAURO, R. A. et al. **A Single-Phase Voltage-Controlled Grid-Connected Photovoltaic System With Power Quality Conditioner Functionality.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 56, n. 11, p. 4436 - 4444, novembro 2009.

MATTAVELLI, P.; BUSO, S. **Digital Control in Power Electronics.** [S.l.]: Margan & Claypool, 2006.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2004383>

MILLER, J. M. **Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit,** 1920. Disponível em: <<http://web.mit.edu/klund/www/papers/jmiller.pdf>>. Acesso em: 24 julho. 2021.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Programa Luz para todos,** 2016. Disponível em: <https://www.mme.gov.br/luzparatodos/Asp/o_programa.asp>. Acesso em: 07 agosto 2021.

N. Karami, N.Moubayed, and R. Outbib. **General review and classification of different MPPT Techniques.** Renewable and Sustainable Energy Reviews 68 (2017): 1-18.

<https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.132>

N. M. Elbehairy, R. A. Swief, A. M. Abdin and T. S. Abdelsalam, "Maximum Power Point Tracking For a Stand Alone PV System Under Shading Conditions Using Flower Pollination Algorithm," 2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt, 2019, pp. 840-845.

<https://doi.org/10.1109/MEPCON47431.2019.9008230>

NREL. **U.S. Solar Photovoltaic System Cost Benchmark: Q1 2020.** National Renewable Energy Laboratory, 2020. Disponível em: <<https://www.nrel.gov/docs/fy21osti/77324.pdf>>. Acesso em: 18 julho 2021.

OLIVEIRA JÚNIOR, C. J. D. Uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de inversores solares com duas entradas de MPPT independentes e capacidade de rastreamento do ponto de máxima potência em condições de sombreamento parcial. Uberlândia: UFU, 2017.

OLIVEIRA JÚNIOR, C. J. et al. Algoritmo de seguimento do ponto de máxima potência global para inversores solares multistring em condições de sombreamento parcial. Eletrônica de Potência, Joinvile, v. 23, p. 182 - 192, Abril 2018.

<https://doi.org/10.18618/REP.2018.2.2761>

OLIVEIRA JUNIOR, C. J. et al. Design, analysis and performance of a bidirectional solar inverter with a global and independent maximum power extraction technique. IET Power Electronics, v. 11, p. 221 - 228, fev. 2018.

<https://doi.org/10.1049/iet-pel.2017.0342>

PAINÉIS GLOBO BRASIL. **Primeira Grande Fábrica de Painéis Solares do Brasil é Inaugurada em São Paulo**, 2016. Disponível em: <<https://www.paineisglobobrasil.com.br>>. Acesso em: 03 agosto 2021.

P. A. R. Freitas, L. P. Pires, L. C. Freitas, G. B. Lima and L. C. G. Freitas, **Design and Development of a Grid-Tied PV Inverter with GMPPT Technique and Reduced Number of Sensors**, in IEEE Access, vol. 10, pp. 48810-48823, 2022.

<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3172404>

PIRES, Lucas Pereira. **Proposta de uma nova técnica para extração global de máxima potência de módulos fotovoltaicos sem sensoriamento da corrente e da tensão provenientes da fileira fotovoltaica**. 2019. 231 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2019.

<https://doi.org/10.14393/ufu.te.2019.308>

PREFEITURA DE SOROCABA. ESPECIAL PUBLICITÁRIO - PREFEITURA DE SOROCABA. **Empresa de energia solar vai gerar 400 empregos em Sorocaba**, 2016. Disponível em: <<http://g1.globo.com/sao-paulo/sorocaba-jundiai/especial-publicitario/prefeitura-desorocaba/sorocaba-em-noticias/noticia/2016/06/empresa-de-energia-solar-vai-gerar-400-empregos-em-sorocaba.html>>. Acesso em: 03 agosto 2021

REN21, 2021 Disponível em: < <https://www.ren21.net/>>. Acesso em: 02 junho 2021

RODRIGUES, D. B. Retificador Híbrido Trifásico com Fator de Potência unitário, alta densidade de potência e ampla faixa de regulação de tensão no barramento em corrente contínua para Conexão em Microrredes CC. Uberlândia: Tese de Doutorado, edUFU, 2016.

R. F. Coelho, F. M. Concer, and D. C. Martins, **Analytical and experimental analysis of DC-DC converters in photovoltaic maximum power point tracking applications**, in Proc. IEEE-IECON'2010, 36th Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2778-2783, nov. 2010.

<https://doi.org/10.1109/IECON.2010.5675090>

S. Mohanty, B. Subudhi and P. K. Ray, "A New MPPT Design Using Grey Wolf Optimization Technique for Photovoltaic System Under Partial Shading Conditions," in

IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 7, no. 1, pp. 181-188, Jan. 2016, doi: 10.1109/TSTE.2015.2482120.

<https://doi.org/10.1109/TSTE.2015.2482120>

S. R. Devireddy, S. Porpandiselvi and B. Salvi, "A GMPPT Algorithm for PV Systems Using Current Reference and P-I Curve Under Partial Shading Conditions," 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE), Trivandrum, India, 2022, pp. 1-6.

<https://doi.org/10.1109/PESGRE52268.2022.9715816>

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. **A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems**. IEEE Transactions on Sustainable Energy, v. 4, n. 1, p. 89 - 98, Janeiro 2013.

<https://doi.org/10.1109/TSTE.2012.2202294>

TESSLER, L. R.; LANDERS, R. **Efeito Fotoelétrico. Laboratório de Física Moderna**, 2015. Disponível em: <https://sites.ifi.unicamp.br/lfmoderna/conteudos/efeito-fotoeletrico>>. Acesso em: 28 julho 2021.

WU, W.; BLAABJERG, F. **Aalborg inverter** - A new type of "Buck in Buck, Boost in Boost" grid-tied inverter. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 460-467.

XIAO, W.; DUNFORD, W. G. **A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems**. 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: [s.n.]. 2004.

YADIAH, M. V. A. N. **ANN Based maximum power tracking for PV supplied DC motors**. Solar Energy, v. 69, n. 4, p. 343 - 350, 2000.

[https://doi.org/10.1016/S0038-092X\(00\)00085-2](https://doi.org/10.1016/S0038-092X(00)00085-2)

YU, W. L. et al. **A DSP-based single-stage maximum power point tracking PV inverter**. Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Palm Springs, CA, USA: [s.n.]. 2010.

<https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433388>

Apêndice A – Ensaios Comparativos

A.1 Considerações iniciais

Neste apêndice são apresentados os resultados de simulação para diferentes condições de potência do sistema e componentes do conversor. São realizados também ensaios comparativos com obras anteriores desenvolvidas pelo mesmo grupo de pesquisa para fins de continuidade dos trabalhos desenvolvidos no NUPEP.

Para devidos esclarecimentos da simulação são apresentadas características marcantes dos componentes utilizados, incluindo os parâmetros do módulo fotovoltaico real utilizado como modelo para parametrização do módulo na simulação e os parâmetros do circuito de potência como tensão e corrente nas chaves e valores dos elementos passivos.

Por fim, é feito um comparativo entre a técnica de controle proposta neste trabalho com a de outro trabalho de mesmo perfil (Pires, Lucas,2019). Para efeitos de comparação utilizou-se de circuitos de potência semelhantes para ambas.

A.2 Parâmetros do Circuito

Neste trabalho foram desenvolvidas, com o uso do software de simulação PSIM®, simulações diversas da topologia proposta. Os ensaios originais apresentados nesta tese foram realizados para uma potência gerada nos módulos fotovoltaicos por volta de 1 kW. Todavia, buscas por parâmetros reais de módulos fotovoltaicos e por comprovação da técnica para diferentes parâmetros de potência culminaram nos testes realizados para este apêndice.

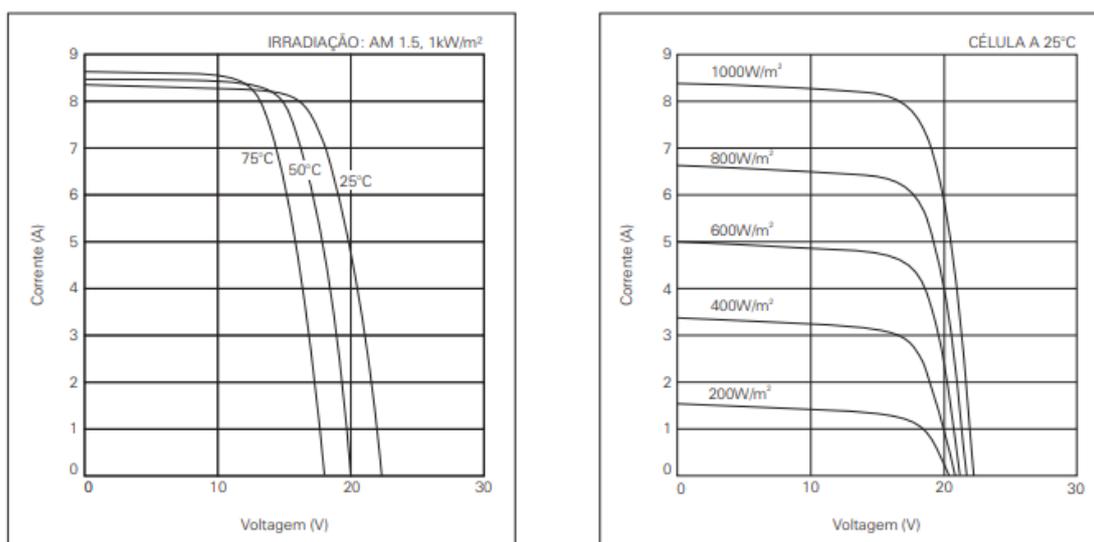
A Figura A.1 apresenta as curvas características $V \times I$ dos módulos fotovoltaicos da Kyocera (KD135SX-UPU) considerado como base para o módulo fotovoltaico definido para a simulação. Na Figura A.1(a) tem-se o comportamento das mesmas para diferentes valores de irradiância e na Figura A.1(b) o comportamento delas em diferentes condições de temperatura das células. Na Tabela A.1 foram apresentados os principais parâmetros do módulo fotovoltaico para uma condição de 1000 W/m² de irradiância e 25°C de

temperatura. Para a simulação foram considerados 15 destes módulos associados em série, alcançando uma potência próxima de 2kW.

Tabela A.1: Dados do módulo fotovoltaico – condições nominais de ensaio

Características	Módulo da Folha de Dados	15 módulos em série (simulação)
Máxima Potência	135 W	2025 W
Tensão de Máxima Potência	17,7 V	265,5 V
Corrente de Máxima Potência	7,63 A	7,63 A
Tensão de Circuito Aberto	22,1 V	331,5 V
Corrente de Curto-Circuito	8,37 A	8,37 A

Figura A.1- Curvas características VxI do módulo fotovoltaico KD135SX-UPU



a) VxI para diferentes irradiâncias.

b) VxI para diferentes temperaturas de célula

Na Tabela A.2 são apresentados os parâmetros do circuito de potência simulado, incluindo valores do capacitor do barramento CC, indutor de acoplamento com a rede CA dimensionados no capítulo anterior, assim como as características fundamentais das chaves utilizadas e as condições de potência e a corrente injetada na rede (considerando condição de 1000 W/m² de irradiância, a 25 °C). Destaca-se a importância de buscar o menor valor possível para o indutor Lo, uma vez que se refere a um componente de significativo custo e peso para o circuito.

Tabela A.2: Dados do circuito de potência

Capacitor barramento CC	1400 μ F
Indutor de acoplamento Lo	1200 μ H
Potência injetada na rede	2 kW
Corrente (pico) injetada na rede	23 A
Tensão de isolamento das chaves	500 V
Corrente máxima das chaves	30 A
Máxima frequência de chaveamento	50 kHz

Destaca-se que as condições iniciais do capacitor do barramento CC são baseadas na tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico no valor de 330 V, enquanto os indutores partem sempre de uma condição inicial 0 A (sem energia armazenada de campo magnético). Importante ressaltar que, para adequações de projeto e em busca dos menores valores possíveis para o capacitor do barramento CC e do indutor de acoplamento, os valores divergem um pouco daqueles calculados no capítulo 3, demonstrando que, é possível reduzir significativamente estes componentes e ainda assim a técnica proposta permanece com alto FR.

A.3 Resultados de simulação

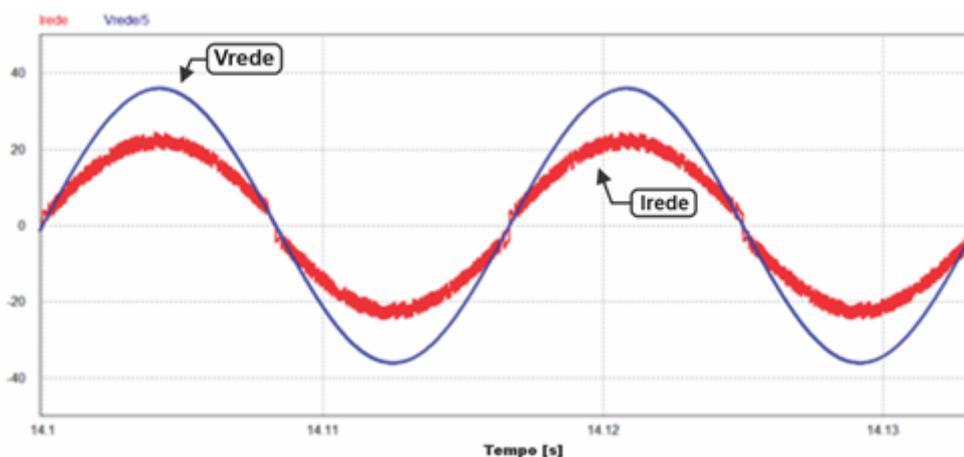
Reforçando o apresentado no capítulo 3, o circuito de potência é um conversor de estágio único com uma ponte inversora monofásica, mantendo a proposta de simplicidade e robustez do mesmo.

Neste tópico serão apresentados os resultados de simulação obtidos nas condições descritas neste anexo, tanto em regime permanente quanto em regime transitório, conforme mencionado anteriormente.

A.3.1 Resultados em Regime Permanente

Na Figura A.2 evidencia-se a corrente injetada na rede em regime permanente para uma irradiância de 1000 W/m², a 25°C, com o conversor operando próximo do PMP. Para fins de facilitação de escala, a tensão da rede apresentada na figura é uma amostra da mesma com um ganho de 0,2.

Figura A.2 – Resultados de simulação: corrente injetada e tensão da rede



Fonte: Dados do próprio autor

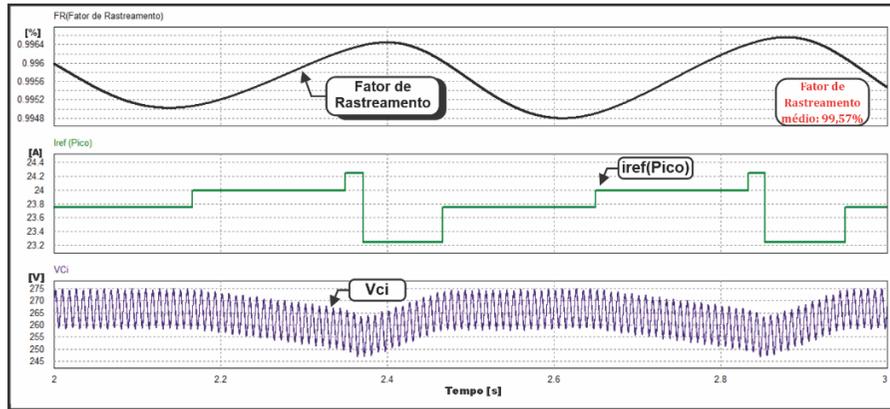
Apesar de uma maior distorção da corrente apresentada, quando comparada com os resultados demonstrados no capítulo 4, permanecem com DHTi atendendo aos limites impostos pelas normas IEEE e NBR 16149 e fator de potência acima de 0,99. Este prejuízo na qualidade da corrente injetada está diretamente relacionado à diminuição do indutor de filtro do circuito que, nos resultados experimentais e de simulação apresentados anteriormente na tese era de 10 mH e nestes do apêndice foi reduzido para 1,2 mH, quase 10% do valor do anterior.

É importante destacar que este apêndice é direcionado para otimização tanto de robustez quanto de confiabilidade do sistema. Portanto, buscou-se pelos menores valores possíveis para L_o e C_i que não prejudicassem o funcionamento do sistema.

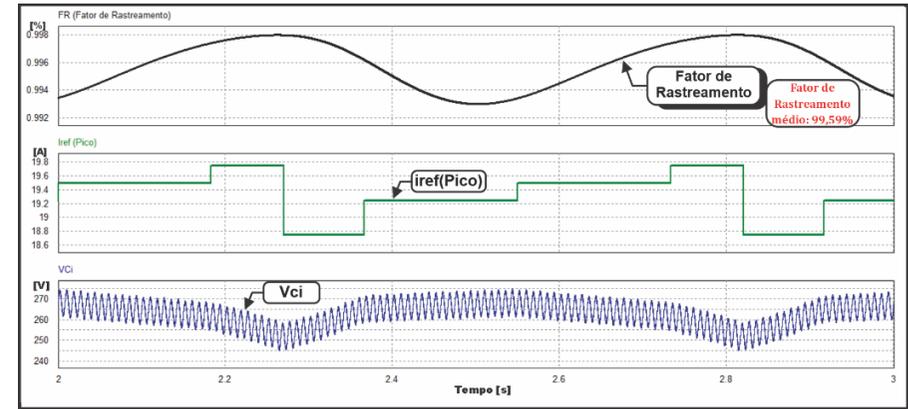
As Figuras A.3 até A.5 apresentam os resultados de simulação para as diversas condições de temperatura e irradiância mencionadas anteriormente, apresentando o comportamento das importantes variáveis citadas que são: fator de rastreamento, I_{ref} (corrente de referência imposta pelo controle) e V_{ci} (tensão no barramento CC).

A Figura A.3 apresenta os resultados para os diferentes valores de irradiância (1000 W/m², 800 W/m², 600 W/m², 400 W/m²) à temperatura das células em 25°C. A Figura A.4, por sua vez, os resultados para estes mesmos valores de irradiância com a temperatura das células em 40°C. Por fim, a Figura A.5 apresenta os resultados para estes mesmos valores de irradiância com a temperatura das células em 70°C. Para uma comparação clara dos dados apresentados nos gráficos, a Tabela A.3 apresenta um resumo geral dos ensaios realizados.

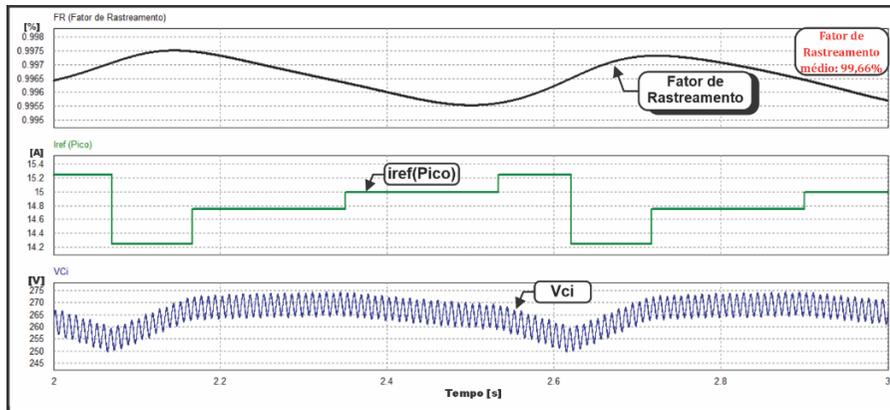
Figura A.3 – Resultados de simulação com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 4000W/m².



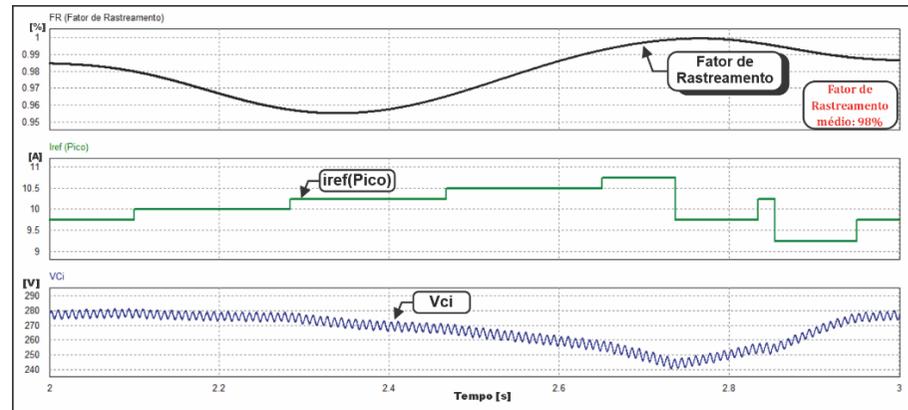
(a)



(b)



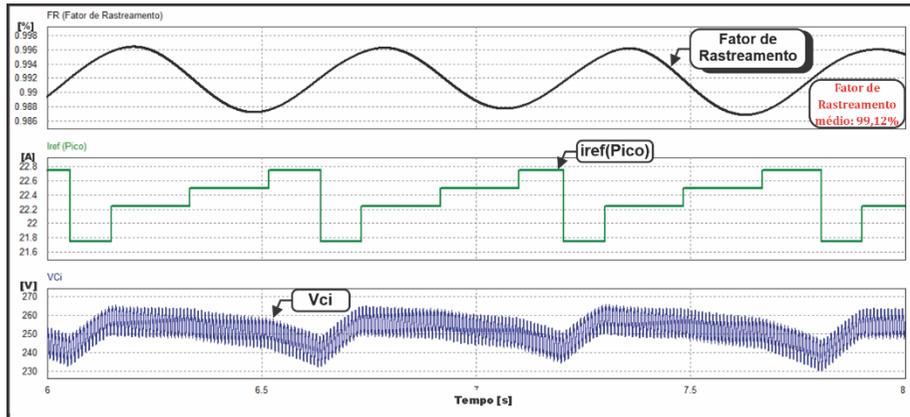
(c)



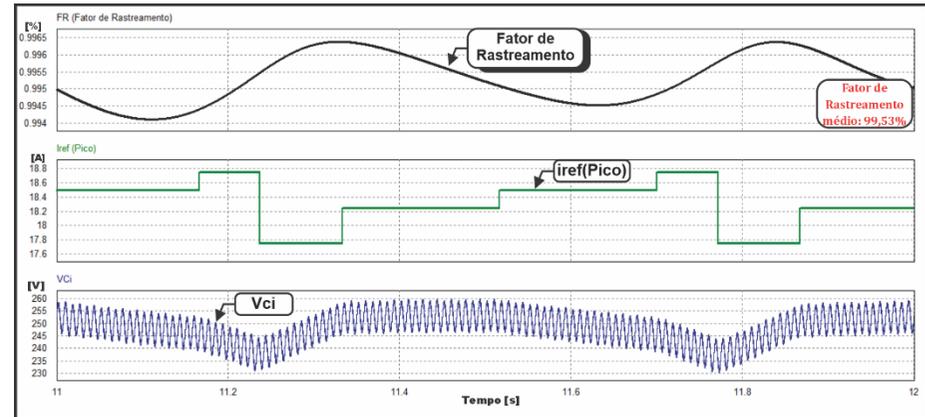
(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

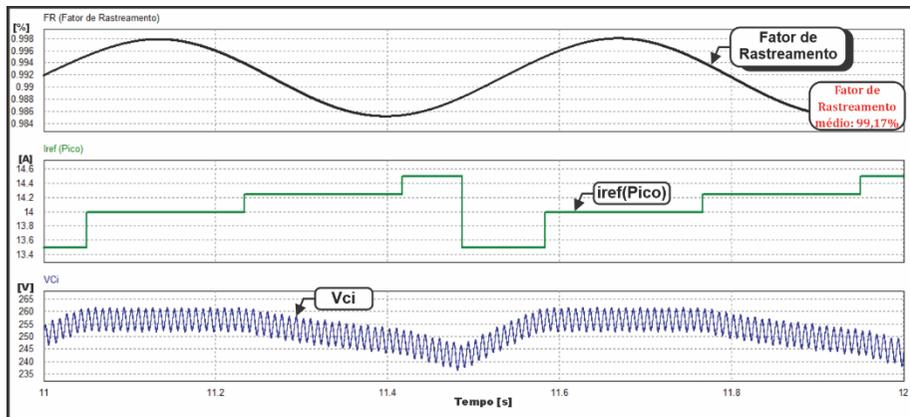
Figura A.4 – Resultados de simulação com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 4000W/m².



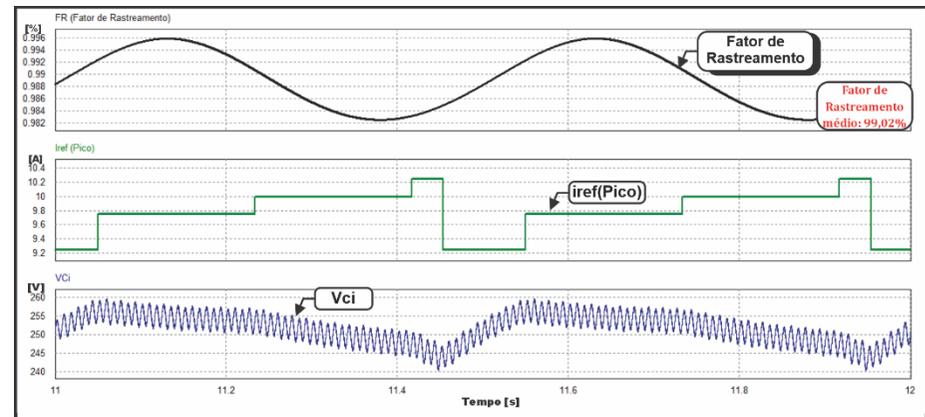
(a)



(b)



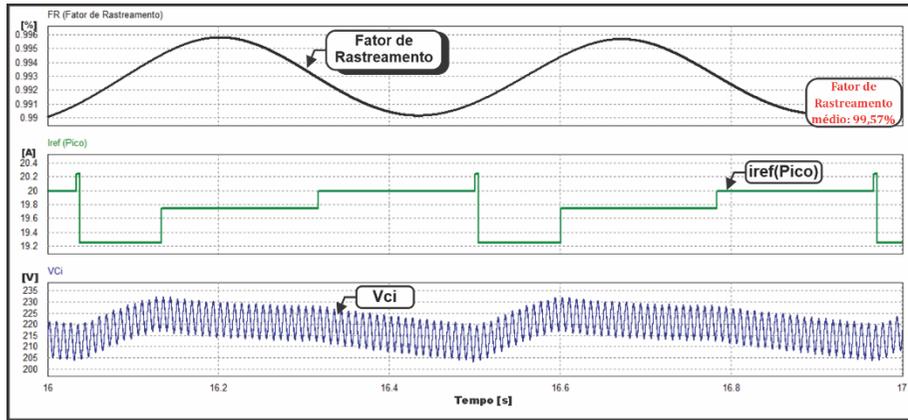
(c)



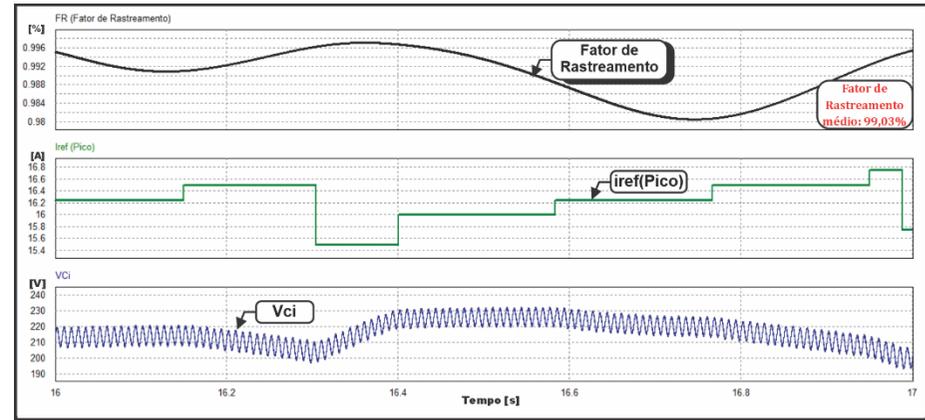
(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

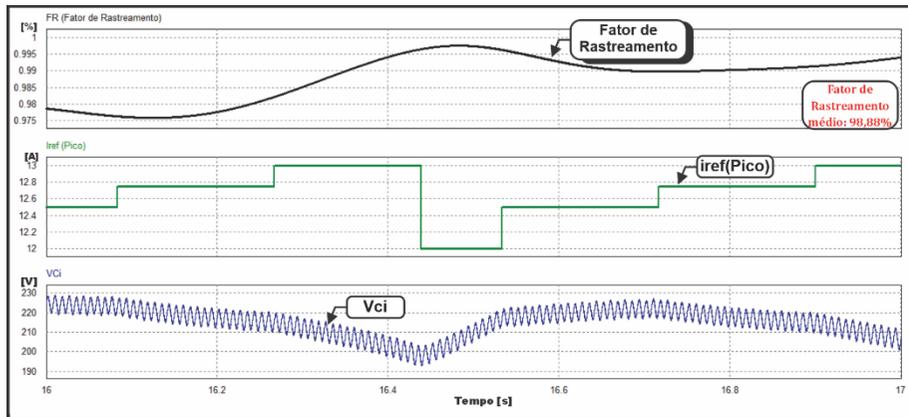
Figura A.5 – Resultados de simulação com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 4000W/m².



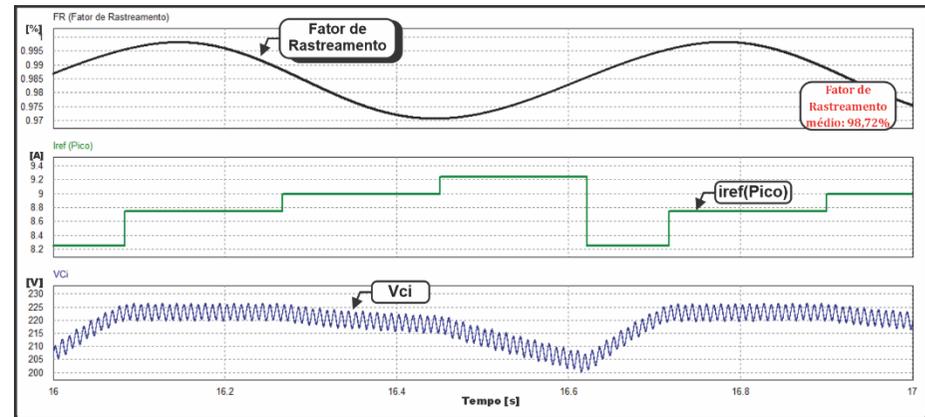
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

Mesmo nos piores casos de operação com variação de irradiância, o FR foi mantido alto, acima de 98% e, em sua maioria, acima de 99%, comprovando também o bom funcionamento da técnica para estas condições.

Tabela A.3: Resumo geral dos ensaios de regime permanente

Temperatura das Células [°C]	Irradiância [W/m ²]	V _{pv} médio [V]	FR médio [%]
25	400	266,45	98,01
	600	265,3	99,66
	800	262,6	99,59
	1000	263,5	99,57
40	400	251,6	99,02
	600	252,7	99,17
	800	248,2	99,53
	1000	251,2	99,12
70	400	218,7	98,72
	600	215,3	98,88
	800	216,3	99,03
	1000	218,4	99,57

Importante ressaltar que é possível melhorar ainda mais o FR conforme discutido nos capítulos anteriores ao se apresentar a limitação relacionada às frequências de chaveamento e de amostragem dos sinais.

Pode-se destacar também dos resultados apresentados na Tabela A.3 que, para irradiância de 1000 W/m², em todas as condições de temperatura ensaiadas o controle

conseguiu manter um FR superior a 99%, demonstrando também a eficiência da proposta controle para o ajuste do LTCF.

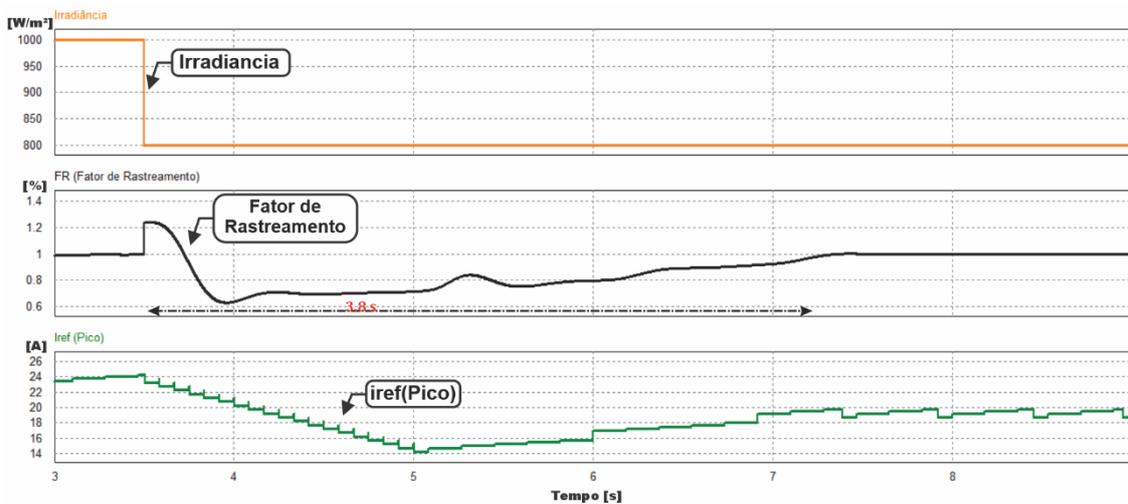
A.3.2 Resultados em Regime Transitório

Nas Figuras A.6 a A.13, são apresentados os resultados de simulação obtidos para condições extremas de variação de irradiância, de forma semelhante ao capítulo 4, com variações instantâneas (em degrau).

Vale ressaltar que, estas condições são muito mais intensas do que as variações esperadas em condições reais de operação. Portanto, espera-se por resultados ainda melhores quando forem realizados os ensaios experimentais.

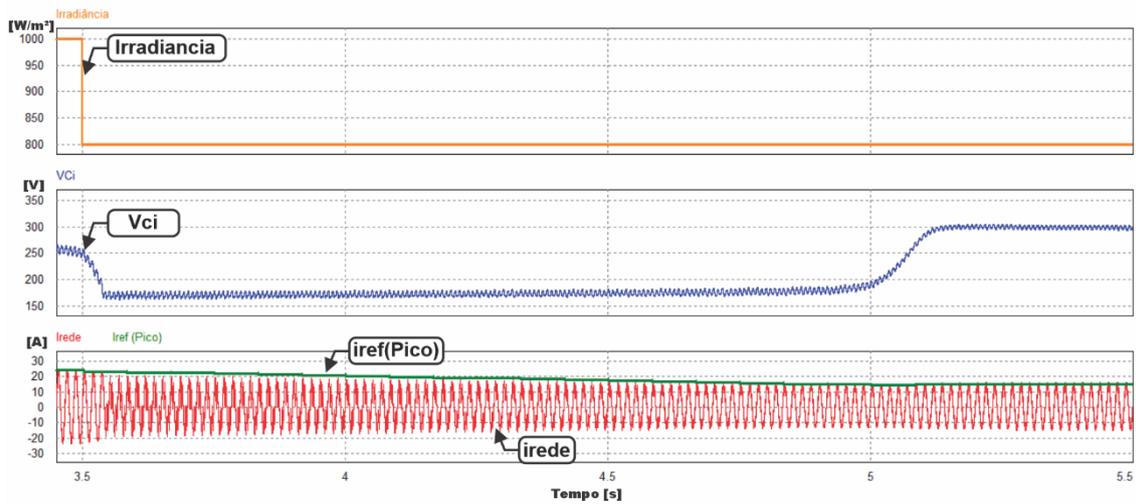
As Figuras A.6 e A.7 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m^2 a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sendo submetida a um degrau negativo de 200 W/m^2 .

Figura A.6 – Regime transitório: degrau negativo de 200 W/m^2 de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura A.7 – Regime transitório: Degrau negativo de 200 W/m² de irradiância – Vci e Irede

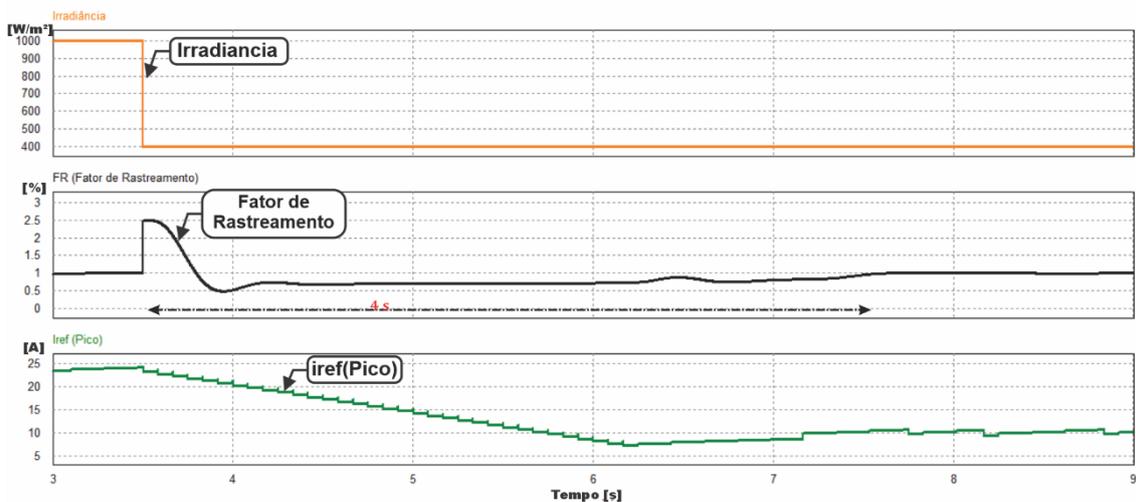


Fonte: Dados do próprio autor

Nota-se pela Figura A.7 que, durante o período de acomodação do regime transitório a corrente injetada na rede (Irede) possui uma alta DHT, devido à tentativa do sistema de impor uma injeção de potência superior à que o módulo consegue fornecer. Por se tratar de um efeito de curta duração (em torno de 1 segundo), foi considerado para fins de pesquisa aceitável aos resultados desejados nesta tese.

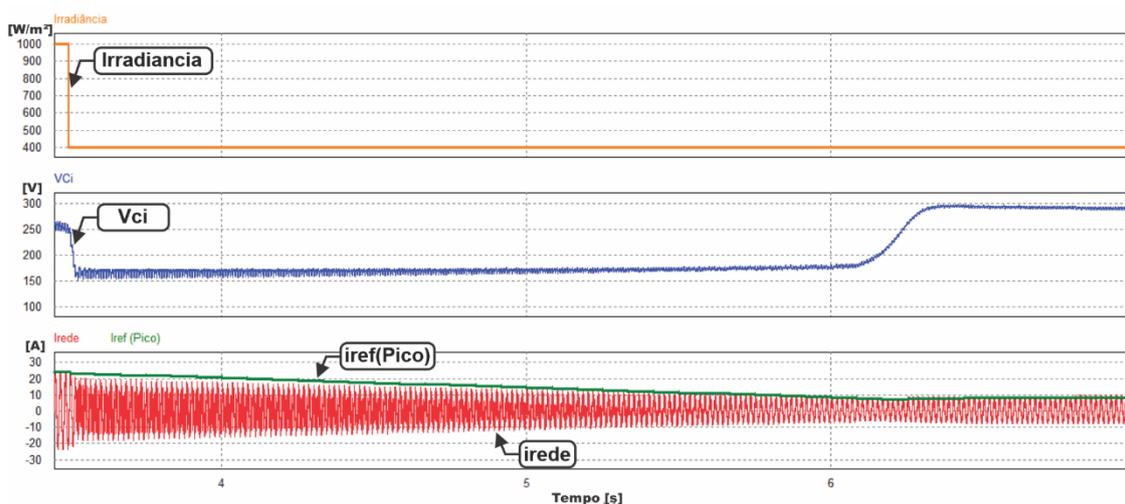
As Figuras A.8 e A.9 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m² a 25 °C sendo submetida a um degrau negativo de irradiância de 600 W/m².

Figura A.8 – Regime transitório: Degrau negativo de 600 W/m² de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor

Figura A.9 – Regime transitório: Degrau negativo de 600 W/m² de irradiância – V_{ci} e I_{rede}

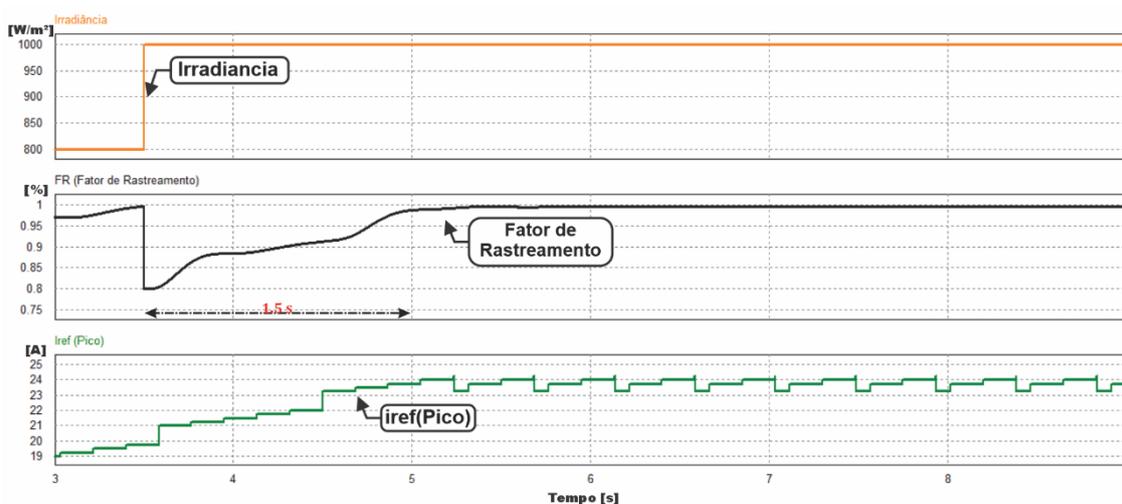


Fonte: Dados do próprio autor

Conforme esperado, variações mais intensas provocam transitórios mais intensos e um tempo de acomodação maior. Comparando as Figuras A.6 e A.8, o tempo de acomodação aumentou de 3,8 segundos para 4 segundos e o efeito sobre a corrente injetada se intensificou.

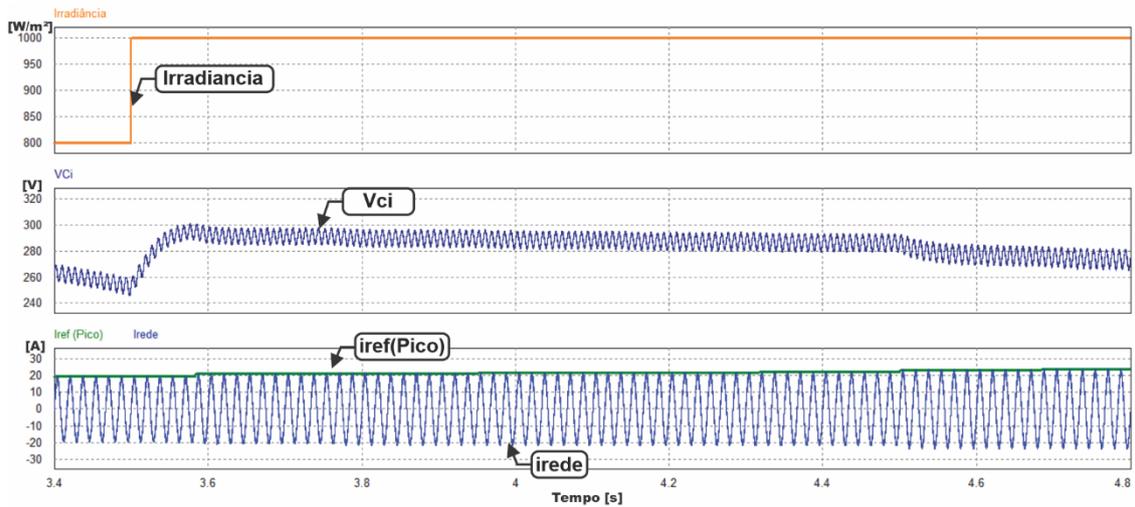
As Figuras A.10 e A.11 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de 800 W/m² a 25 °C sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de 200 W/m².

Figura A.10 – Regime transitório: Degrau positivo de 200W/m² de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura A.11 – Regime transitório: Degrau positivo de 200 W/m² de irradiância – V_{ci} e I_{rede}

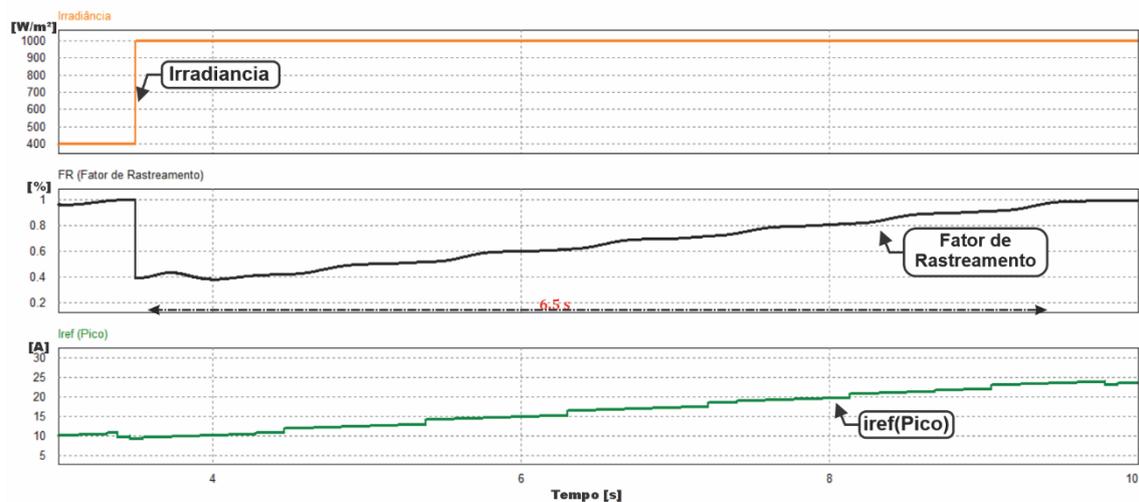


Fonte: Dados do próprio autor

Comparando as Figuras A.6 e A.10 percebe-se que o sistema responde melhor a degraus positivos de irradiância uma vez que não se depara com o problema do controle tentar injetar mais potência do que o painel consegue fornecer. Vale lembrar que, conforme pode ser percebido observando o Iref na Figura A.10, existe a subrotina no controle para casos de transitório que desloquem o I_{MP} do painel, como é o caso deste degrau positivo de irradiância conforme discutido em capítulos anteriores.

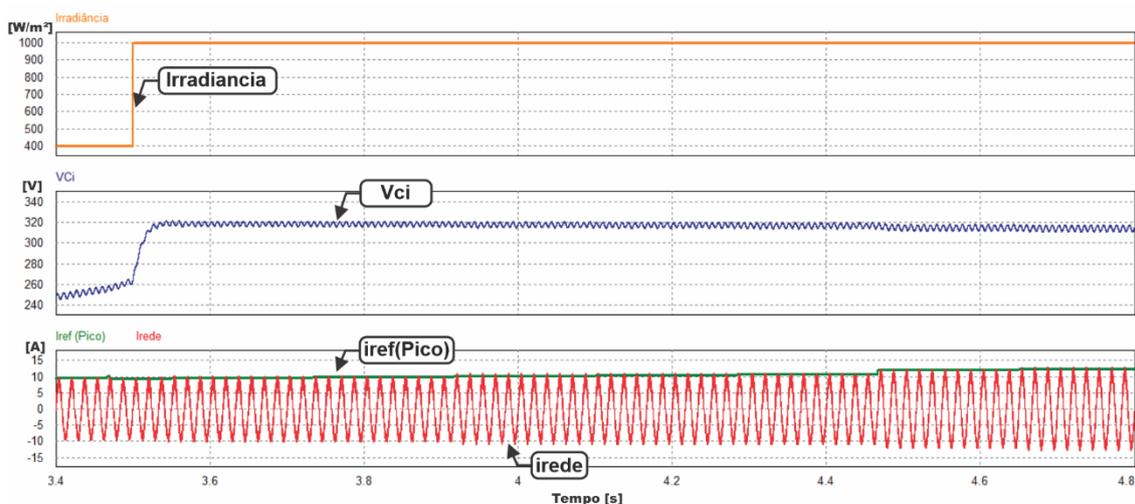
Por fim, as Figuras A.12 e A.13 apresentam os resultados de simulação para uma condição inicial de irradiância de $400 W/m^2$ a $25^\circ C$ sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de $600 W/m^2$.

Figura A.12 – Regime transitório: Degrau positivo de $600W/m^2$ de irradiância – FR e Iref



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura A.13 – Regime transitório: Degrau positivo de 600 W/m² de irradiância – V_{ci} e I_{rede}



Fonte: Dados do próprio autor

Os resultados apresentados apontam um tempo de resposta transitória semelhante aos dos ensaios realizados para o protótipo de 1 kW, demonstrando que mesmo reduzindo-se os valores do capacitor de entrada e do indutor de filtro do circuito e aumentando a potência de 1 kW para 2 kW, pouco se afeta o bom comportamento de regime transitório da proposta.

A.4 Comparativo com Trabalhos Anteriores

Conforme discutido em capítulos anteriores, este trabalho teve como base inspiradora outros trabalhos, voltados para redução de custos no sistema fotovoltaico, focado primariamente na redução do uso de sensores.

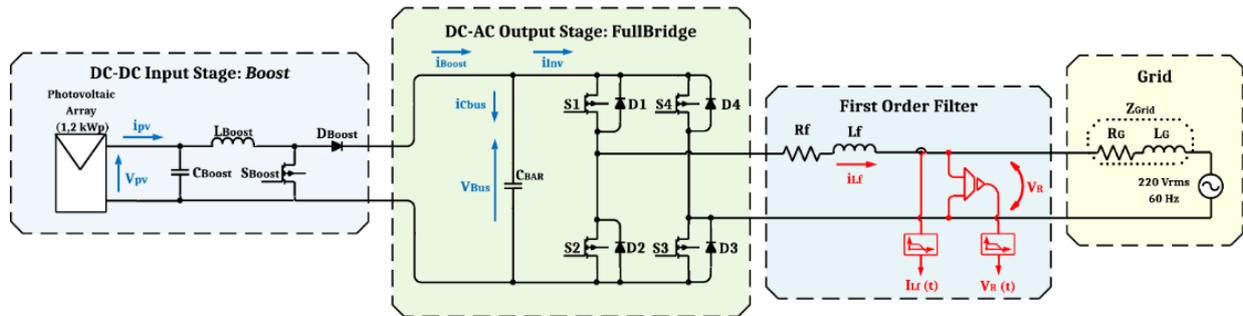
Para fins comparativos, foi montada uma simulação utilizando uma estrutura de potência semelhante à apresentada por (P. A. R. Freitas, 2022). Aplicou-se a técnica de GMPPT proposta neste trabalho a fim de estabelecer uma equivalência dos ensaios tanto em regime permanente quanto transitório do sistema.

A.4.1 Circuito de Potência e Controle

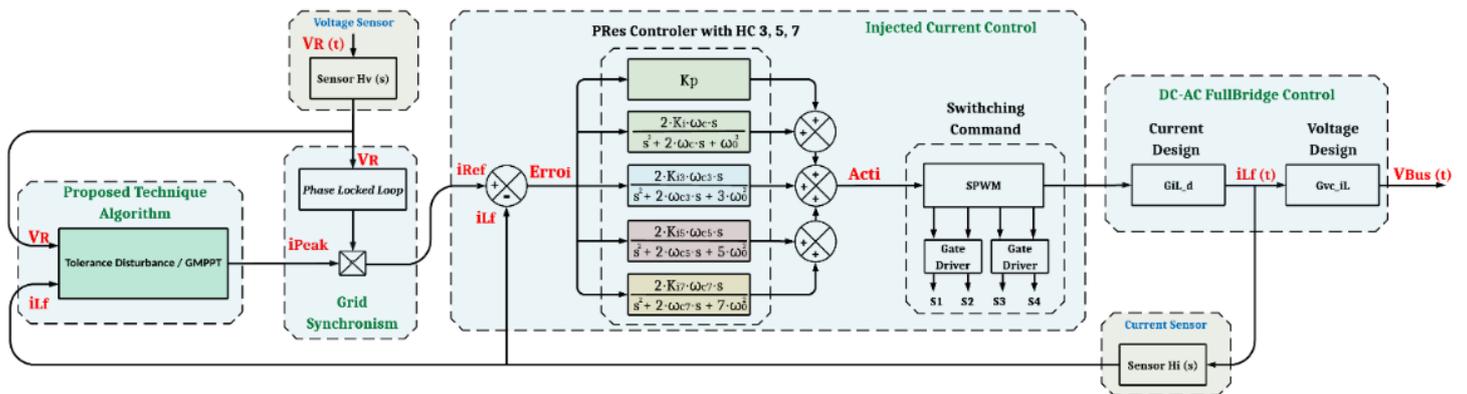
A figura A.14 ilustra os circuitos de potência e controle do artigo referenciado. Para esta etapa de comparação foi montada uma estrutura de potência semelhante à indicada. A mudança mais significativa com relação à Figura 20, apresentada no Capítulo 3, está na presença de mais um estágio do conversor, o estágio *boost* para elevação da tensão do

barramento CC. Importante ressaltar que em (P. A. R. Freitas, 2022), o mesmo foi utilizado principalmente devido a ensaios de outras técnicas MPPT como P&O e Condutância Incremental e, apenas para trabalhar nos mesmos parâmetros, o mesmo foi utilizado nesta etapa de comparação e assim como ele, com razão cíclica fixa de 0,65.

Figura A.14- Estrutura comparada (a)Potência (b) Controle



(a)



(b)

Fonte: (P. A. R. Freitas, 2022)

Com relação à estrutura de controle, pode-se perceber uma mudança significativa no quesito de complexidade ao se comparar a Figura A.14 com a proposta de controle desta tese apresentada na Figura 21, no capítulo 3 na qual, um simples controle de semiciclo e responsável por controlar as chaves de baixa frequência e um comparador de histerese responsável pelo controle das chaves de alta frequência, sem a necessidade de gerar pulsos PWM ou compensadores de filtro de harmônicas.

Outras mudanças significativas que estão no dimensionamento dos componentes passivos, assim como os valores de potência do painel, tensão da rede e consequentemente

potência e corrente injetadas na rede. A Tabela A.4 resume estes novos parâmetros de forma comparativa.

Tabela A.4: Comparativo dos parâmetros das estruturas de potência

Parâmetro	Trabalho Anterior	Proposta Nova
Cbar	1400 uF	1400 uF
Lf	3800 uH	1200 uH
Ppainel	1,2 kW	2 kW
Vrede	220 VRms	127 VRms
Irede	6,8 A Pico	23 A Pico

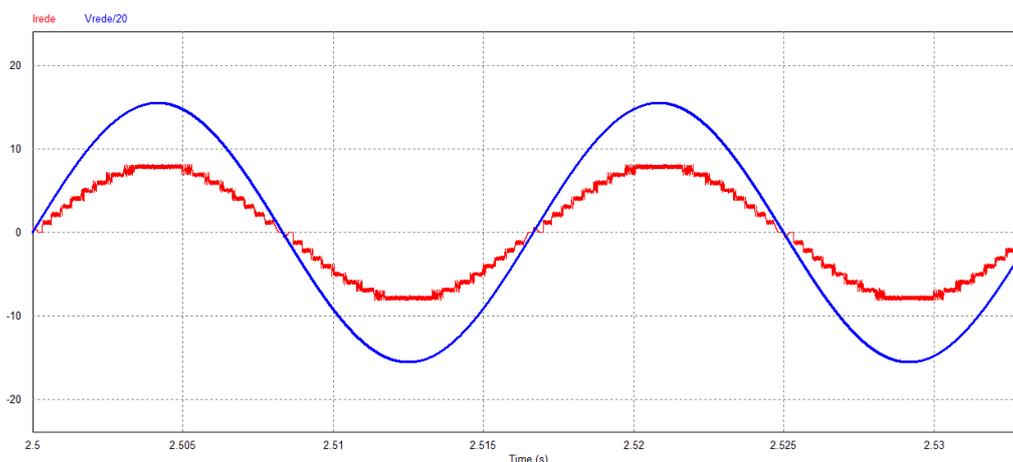
Importante destacar que, uma vez focado em melhor robustez e redução de custos, pode-se notar pela Tabela A.4 uma significativa redução no valor de Lf, para menos de um terço do anterior. A principal desvantagem desta redução de Lf pode ser percebida na Figura A.2 que se refere a um aumento da distorção harmônica da corrente injetada.

Outra vantagem já mencionada que vale ressaltar aqui se deve à nova topologia não possuir um estágio boost, reduzindo tanto complexidade quanto custo do conversor principalmente por não incluir elementos como Lboost e Cboost apresentados na Figura A.2.

A.4.2 Resultados em Regime Permanente

Conforme discutido anteriormente, uma variável de extrema importância é a corrente no indutor Lf (a própria corrente injetada na rede). Na Figura A.15 evidencia-se esta corrente para a nova estrutura de potência, em regime permanente, para uma irradiância de 1000 W/m² a 25°C, com o conversor operando próximo do PMP. Para fins de facilitação de escala, a tensão da rede apresentada na figura é uma amostra da mesma com um ganho de 0,05.

Figura A.15 – Corrente e tensão na simulação comparativa

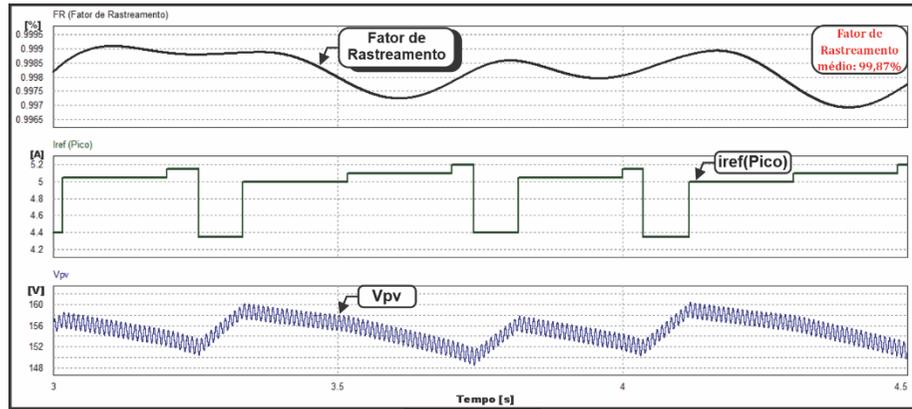


Fonte: Dados do próprio autor.

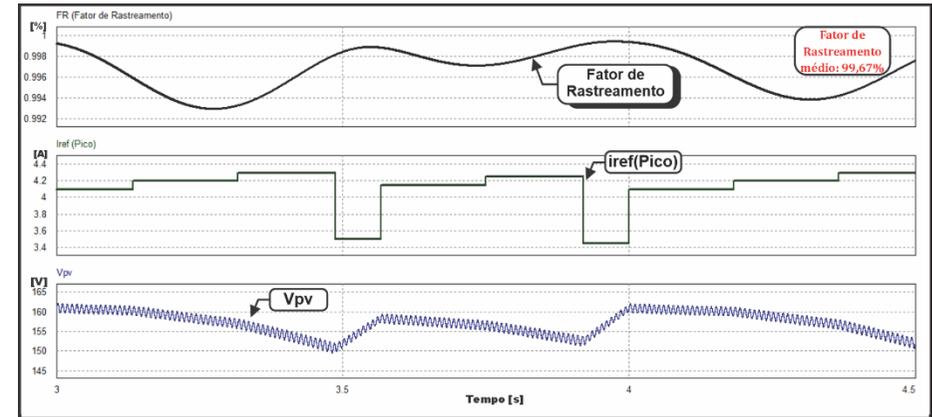
A DHTi total da técnica proposta fica próxima de 4.86%, um pouco pior do valor de 4,1% apresentado no capítulo 4, mas ainda dentro do limite de 5% imposto por norma, e ambas com fator de potência acima de 0,99, comprovando o correto funcionamento do sistema na questão da injeção de corrente senoidal e potência ativa na rede.

As Figuras A.16 até A.18 apresentam os resultados de simulação para as diversas condições de temperatura e irradiância mencionadas anteriormente, apresentando o comportamento das importantes variáveis já discutidas. Na Figura A.16 apresenta-se os resultados para os diferentes valores de irradiância para uma temperatura de célula de 25°C, na Figura A.16 os resultados para os diferentes valores de irradiância para uma temperatura de célula de 40°C e na Figura A.18 os resultados para os diferentes valores de irradiância para uma temperatura de célula de 70°C. Por fim, a Tabela A.5 apresenta um resumo geral dos ensaios realizados, destacando numericamente e comparativamente os pontos mais marcantes dos resultados de simulação com os resultados apresentados no artigo referenciado.

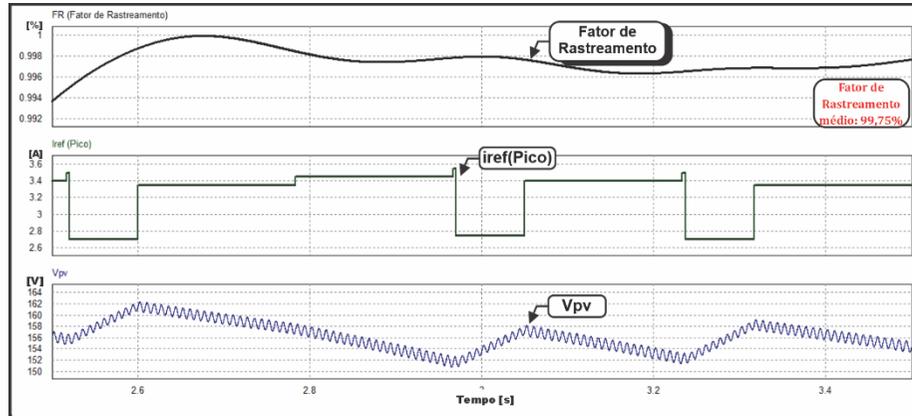
Figura A.16 – Resultado comparativo com temperatura das células em 25°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



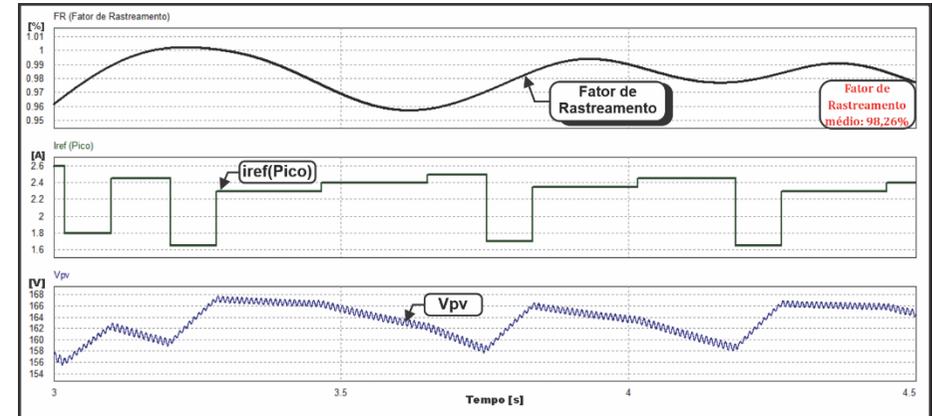
(a)



(b)



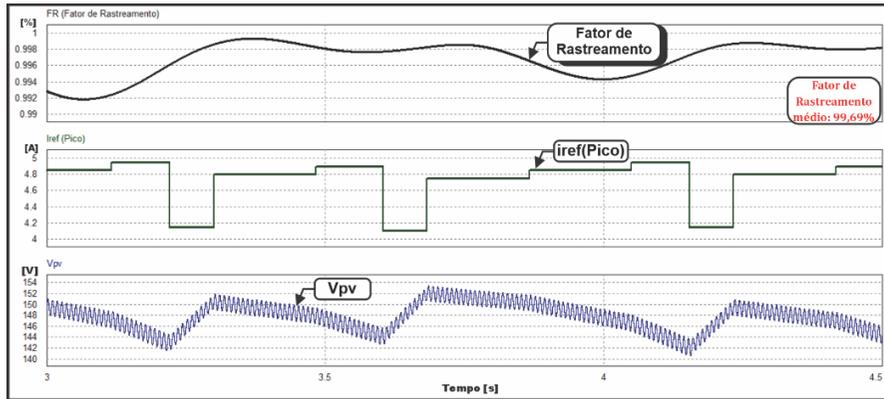
(c)



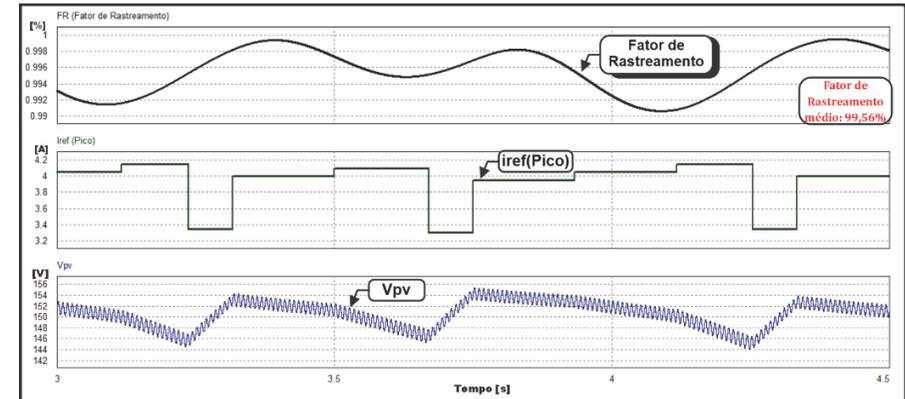
(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

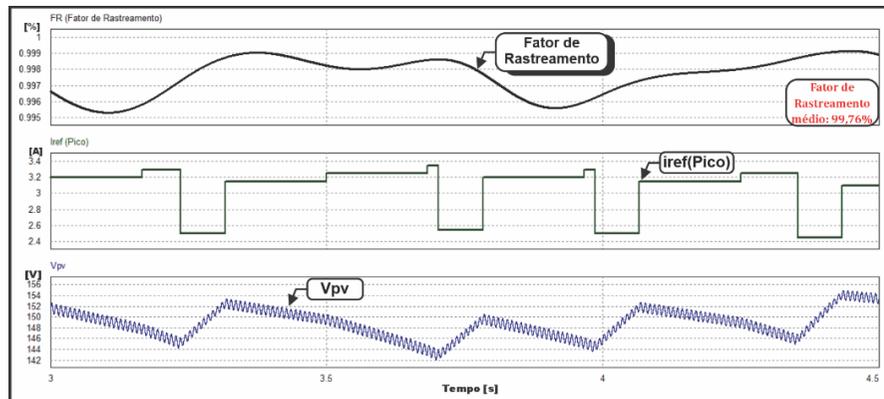
Figura A.17 – Resultado comparativo com temperatura das células em 40°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



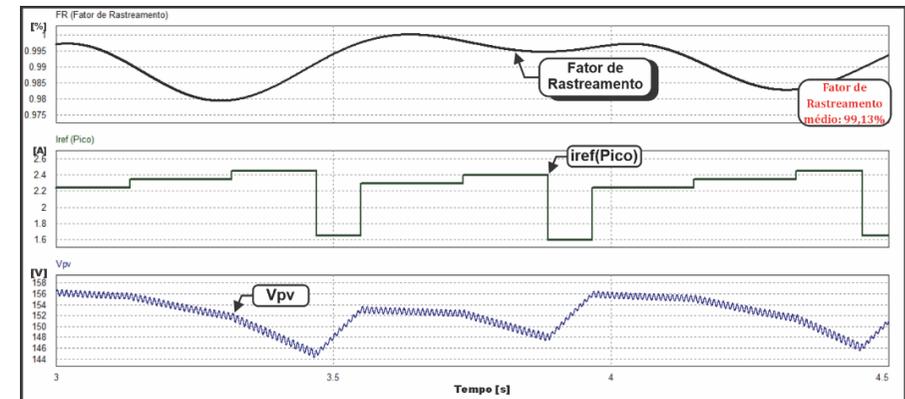
(a)



(b)



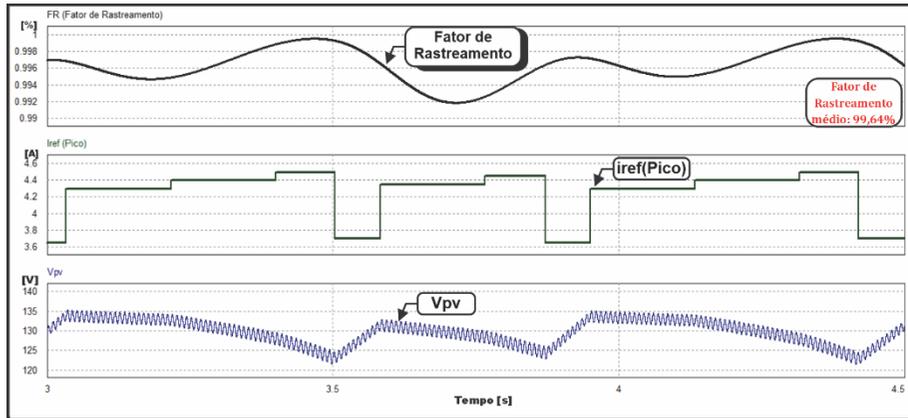
(c)



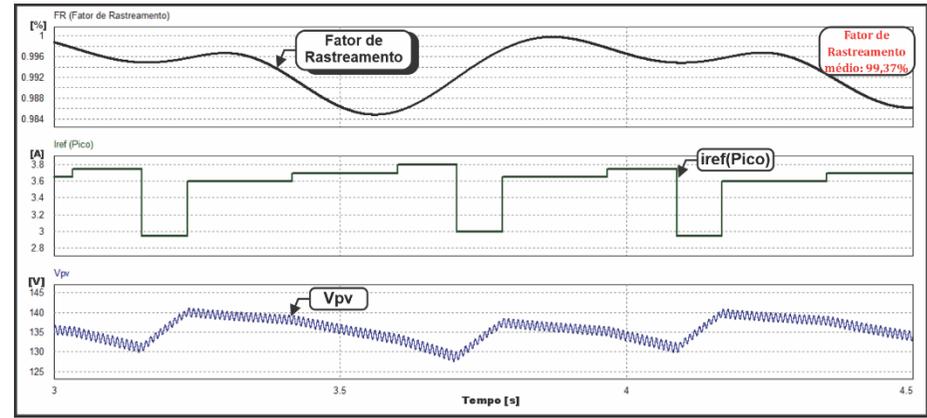
(d)

Fonte: Dados do próprio autor.

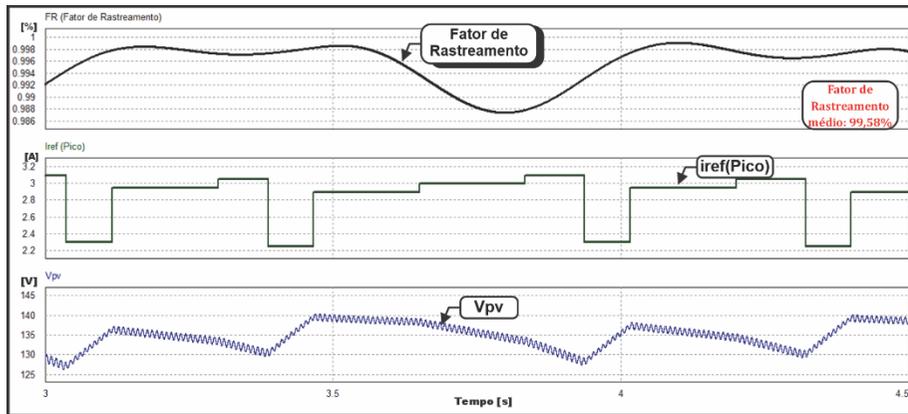
Figura A.18 – Resultado comparativo com temperatura das células em 70°C e irradiância de: a) 1000W/m² ; b) 800W/m² ; c) 600W/m² ; d) 400W/m².



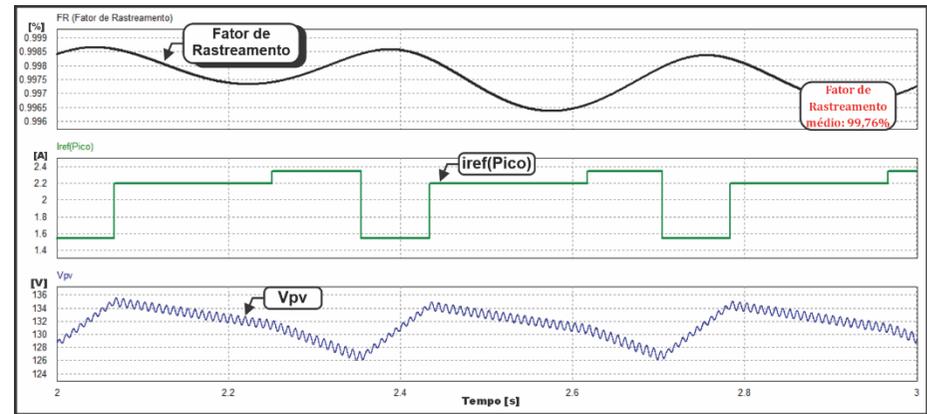
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Dados do próprio autor

Tabela A.5: Comparativo de regime permanente

Temperatura das Células [°C]	Irradiância [W/m ²]	V _{pv} médio [V]		FR médio [%]	
		Anterior	Proposto	Anterior	Proposto
25	400	158,58	166,34	99,89	98,22
	600	155,83	156,23	99,95	99,73
	800	154,81	157,18	99,85	99,67
	1000	156,22	155,11	99,95	99,87
40	400	147,47	152,14	99,88	99,13
	600	159,17	148,76	99,94	99,76
	800	148,97	150,58	99,94	99,56
	1000	146,46	147,71	99,93	99,69
70	400	131,84	131,55	99,94	99,76
	600	133,5	134,78	99,93	99,58
	800	132,94	135,68	99,95	99,37
	1000	132,47	129,73	99,94	99,64

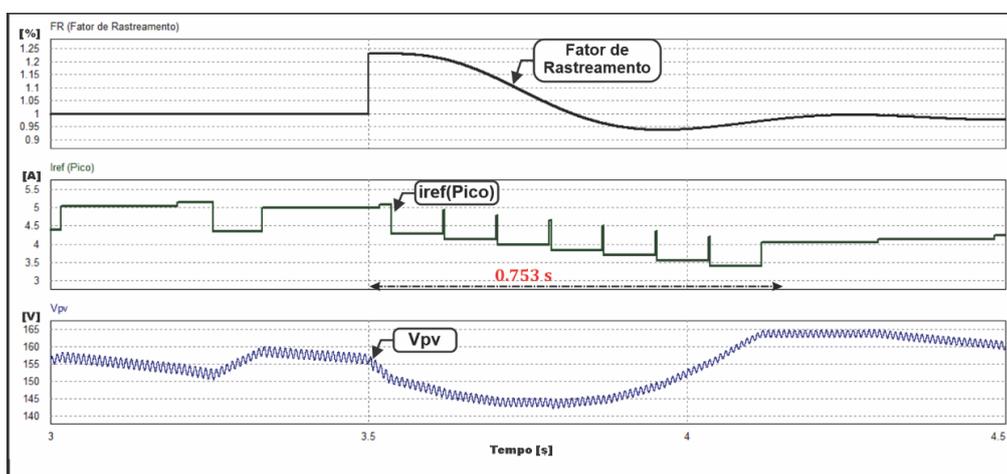
Pode-se notar pelos resultados apresentados na Tabela A.5 que, para condições nominais de operação (1000 W/m² a 25°C), os resultados da nova técnica proposta neste trabalho se aproximam muito dos obtidos pela técnica do artigo. Apesar de notória diferença em casos mais adversos, acredita-se que os resultados da nova proposta permanecem suficientes e promissores, justificando comparativamente a defesa desta tese.

A.4.3 Resultados em Regime Transitório

Para um comparativo completo, foi considerado também importante a análise do comportamento transitório da nova técnica proposta Assim como anteriormente feito neste capítulo, os ensaios transitórios foram realizados para variações extremas de Irradiância.

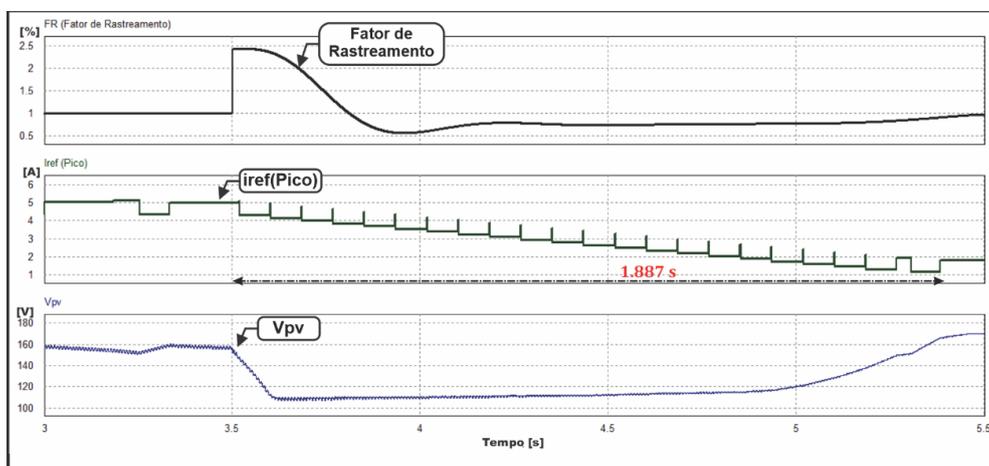
As Figura A.19 e A.20 apresentam os resultado de simulação para uma condição inicial de irradiância de 1000 W/m^2 a 25°C sendo submetida a um degrau negativo de irradiância de 200 W/m^2 e 600 W/m^2 respectivamente.

Figura A.19 – Comparativo transitório: degrau negativo de 200 W/m^2 de irradiância.



Fonte: Dados do próprio autor

Figura A.20 – Comparativo transitório: degrau negativo de 600 W/m^2 de irradiância.

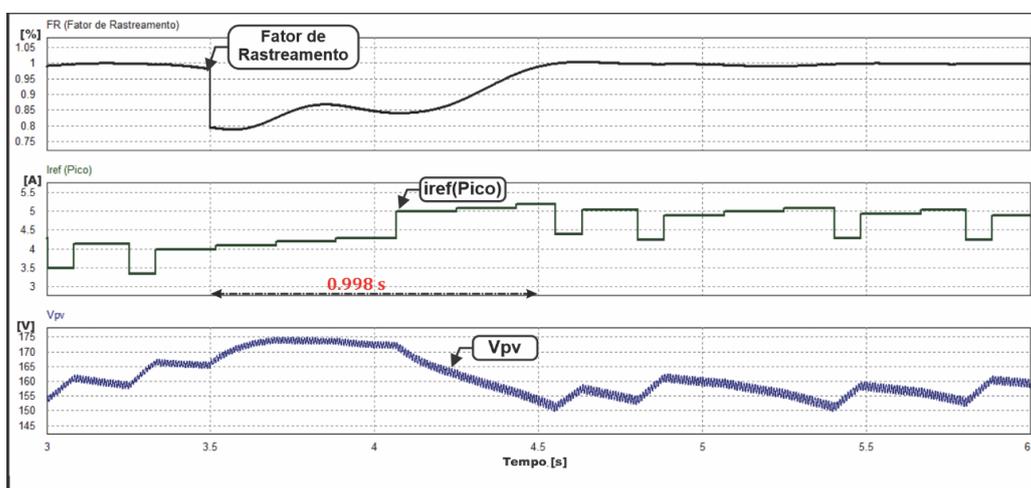


Fonte: Dados do próprio autor

Conforme esperado, variações mais intensas provocam transitórios mais intensos e um tempo de acomodação maior. Comparando as Figuras A.19 e A.20, o tempo de acomodação aumentou de 735 ms para 1887 ms, ambos os casos mais lentos do que o artigo comparado, mas ainda assim com tempo de resposta suficientemente rápido para validar a proposta.

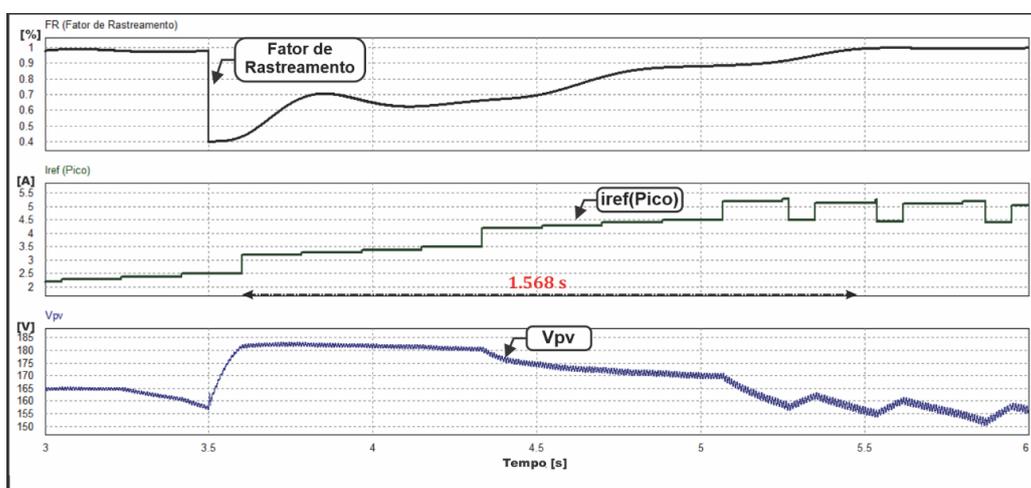
A Figura A.21 apresenta os resultado de simulação para uma condição inicial de irradiância de 800 W/m^2 a 25°C , sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de 200 W/m^2 . A Figura A.22 apresenta o resultado de simulação para uma condição inicial de irradiância de 400 W/m^2 a 25°C , sendo submetida a um degrau positivo de irradiância de 600 W/m^2 .

Figura A.21 – Comparativo transitório: degrau positivo de 200 W/m^2 de irradiância



Fonte: Dados do próprio autor

Figura A.22 – Comparativo transitório: degrau positivo de 600 W/m^2 de irradiância



Fonte: Dados do próprio autor

Comparando as Figuras A.21 e A.22 com as anteriores, pode-se notar que o tempo de resposta para degraus positivos de irradiância são bem próximos do que para degraus negativos. Vale ressaltar que, assim como explicado anteriormente neste capítulo, é possível melhorar os tempos de resposta transitória reduzindo os intervalos de tempo para a subrotina de correção de transitório.

Tabela A.6: Comparativo das respostas transitórias

Ensaio Realizado	Tempo de Acomodação (ms)	
	Anterior	Proposta
Degrau de 1000 W/m² para 800 W/m²	136,2	753
Degrau de 1000 W/m² para 400 W/m²	259,11	1887
Degrau de 800 W/m² para 1000 W/m²	231,42	998
Degrau de 400 W/m² para 1000 W/m²	274,51	1568

Os resultados apresentados apontam um bom tempo de resposta transitória em todas as situações extremas emuladas, a fim de validar a topologia para as diversas condições de operação. Pode-se notar pelas Tabelas A.5 e A.6 que a nova proposta de controle apresentada neste trabalho possui resposta transitória inferior à anterior aqui comparada mas, principalmente nos resultados de regime permanente, possui resultados bem próximos, apresentando uma opção de controle de MPPT mais simples e estável capaz de alcançar um desempenho muito semelhante.