UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE CIRCUITOS ELÉTRICOS

Elias Lopes Oliveira

Parametrização de Circuitos Elétricos Equivalentes com Algoritmo Twiddle para Rastreamento de Máxima Potência no Aproveitamento Fotovoltaico de Energia

Juiz de Fora

2024

Elias Lopes Oliveira

Parametrização de Circuitos Elétricos Equivalentes com Algoritmo Twiddle para Rastreamento de Máxima Potência no Aproveitamento Fotovoltaico de Energia

Trabalho final de curso apresentado ao Departamento de Circuitos Elétricos da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista - Habilitado em Robótica e Automação Industrial.

Orientador: Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Prof. Me. Wesley Henrique Maciel

Juiz de Fora

2024

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Oliveira, Elias Lopes.
Parametrização de Circuitos Elétricos Equivalentes com Algoritmo Twiddle para Rastreamento de Máxima Potência no Aproveitamento Fotovoltaico de Energia / Elias Lopes Oliveira. – 2024.
111 f. : il.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga
Coorientador: Wesley Henrique Maciel
Trabalho Final de Curso (Graduação) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Departamento de Circuitos Elétricos, 2024.

Palavras-chave: 1. MPPT. 2. Conversores eletrônicos. 3. Modelo de diodo único. 4. Algoritmos de parametrização. 5. 3SSC. 6. Energia Fotovoltaica. 7. Fontes Renováveis. I. Antônio Carvalho Braga, Henrique, orient. II. Henrique Maciel, Wesley, coorient. III. Título.

Elias Lopes Oliveira

Parametrização de Circuitos Elétricos Equivalentes com Algoritmo Twiddle para Rastreamento de Máxima Potência no Aproveitamento Fotovoltaico de Energia

Trabalho final de curso apresentado ao Departamento de Circuitos Elétricos da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista - Habilitado em Robótica e Automação Industrial.

Aprovada em 19 de setembro de 2024

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Me. Wesley Henrique Maciel - Coorientador
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais - Campus Santos Dumont

---

Prof. Dr. André Augusto Ferreira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Janaína Gonçalves de Oliveira
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, em primeiro, pelo dom da vida, sustento e força concedidos em meio às adversidades.

Agradeço aos meus pais, Lilian e Luiz, e irmão, Marcos, que sempre me apoiaram e doaram de si mais do que poderia merecer.

Agradeço aos meus avós, José, Paulo, Rita e Vera, pelas demonstrações afetivas e efetivas em toda esta caminhada.

Agradeço à minha namorada, Natália, por todo incentivo e que, por vezes, compreendeu a distância e frequentes momentos de dedicação aos estudos.

Agradeço ao professor Henrique Braga, por todo o período de orientação, incentivo, compreensão e conhecimentos cuidadosamente transmitidos desde os períodos de disciplinas da graduação e programas de iniciação científica.

Agradeço ao professor André Hallack, pela oportunidade, aprendizado, confiança e conhecimento transmitidos em programa de iniciação científica nos semestres iniciais da graduação.

Agradeço aos professores Gustavo Rosseti, José Henrique, Karina Oliveira, Leandro Rezende, Leandro Riani, que desde o curso técnico apoiaram e incentivaram a continuidade dos estudos em engenharia.

Agradeço aos meus amigos Aarão Rodrigues, Edward Carelli, Gustavo Lanes, Henrique Coutinho, Heitor Santos, Matheus Taninho, Pedro Assis, Ramon Martins, por tornarem a graduação um ambiente de sã amizade repleto de experiências colecionáveis.

Agradeço ao meu primo João Victor Lopes, pelo privilégio e companheirismo em disciplinas e trajetos à universidade.

Agradeço ao meu amigo Ramon Rodrigues, em especial, por ter me apoiado e acolhido de forma irretribuível.

Agradeço ao professor Wesley Henrique, por toda dedicação e esclarecimentos nas pesquisas relacionadas à iniciação científica.

Agradeço aos Programa de Bolsas de Iniciação Científica (BIC-UFJF), Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPEE), Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Energia Elétrica (INERGE-UFJF), Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), por todo apoio, incentivo, meios físicos, tecnológicos e financeiros ao longo de 3 anos de pesquisas da graduação.

Agradeço a todos que participaram, direta ou indiretamente do desenvolvimento deste trabalho de pesquisa, enriquecendo o meu processo de aprendizado.

“Faça as coisas o mais simples que você puder, porém não se restrinja às mais simples.” Albert Einstein.

RESUMO

Tendo em vista a crescente relevância da produção de energia baseada em fontes renováveis, cujos impactos ao planeta são atenuados, este trabalho tem como objetivo desenvolver e validar modelos para a otimização de sistemas fotovoltaicos, abordando desde a modelagem de geradores até o controle de conversores CC-CC e CC-CA utilizados na integração desses sistemas ao consumo final. O estudo inicia-se com a modelagem e parametrização de geradores fotovoltaicos, sendo apresentados aspectos de circuitos elétricos equivalentes, com ênfase no modelo de diodo único com resistências série e paralela, para simular com precisão o comportamento de células, módulos e arranjos fotovoltaicos sob diferentes condições operacionais. Em seguida, são introduzidas e discutidas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking: MPPT*, do inglês), cuja principal função é garantir que os sistemas fotovoltaicos operem com a máxima eficiência, considerando as condições ambientais a que estão submetidos. Utilizando conversores CC-CC, como o *boost*, abordou-se a implementação e análise de resultados a partir do método "Perturba e Observa", destacando-se o desenvolvimento de um controlador de corrente do tipo PI acoplado a um algoritmo MPPT, garantindo maior robustez à operação do sistema. As simulações realizadas para essas configurações demonstraram a eficiência potencial na otimização da extração de energia dos arranjos fotovoltaicos. Por fim, o trabalho aborda o uso de inversores na conversão de energia CC-CA, crucial para a integração dos sistemas fotovoltaicos às cargas alimentadas em corrente alternada. Dentre as topologias divulgadas na literatura, adotou-se o inversor baseado na célula de comutação de três estados (*Three-State Switching Cell: 3SSC*, do inglês), cujas características facilitam a filtragem das distorções harmônicas e, consequentemente, a melhoria da qualidade da energia gerada. Os resultados obtidos em simulação demonstraram o sucesso significativo no aproveitamento fotovoltaico com uma tensão alternada de cinco níveis, sem dissipação relevante de potência em componentes harmônicas indesejadas.

Palavras-chave: MPPT. Conversores eletrônicos. Modelo de diodo único. Algoritmos de parametrização. 3SSC. Energia Fotovoltaica. Fontes Renováveis.

ABSTRACT

Given the growing relevance of energy production based on renewable sources with a lower environmental impact, this work aims to develop and validate models for the optimization of photovoltaic systems, addressing everything from the modeling of generators to the control of converters DC-DC and DC-AC used in the integration of these systems into final consumption. The study begins with the modeling and parameterization of photovoltaic generators, where equivalent electrical circuits are presented, with an emphasis on the single-diode model with series and parallel resistances, to accurately simulate the behavior of photovoltaic cells, modules, and arrays under different operating conditions. Next, techniques for Maximum Power Point Tracking (MPPT) are introduced and discussed, with the main function of ensuring that photovoltaic systems operate at maximum efficiency, considering the environmental conditions to which they are subjected. Using DC-DC converters, such as the boost converter, the implementation and analysis of results based on the "Perturb and Observe" method were addressed, highlighting the development of a current PI controller coupled with an MPPT algorithm to ensure greater system robustness. The simulations performed for these configurations demonstrated the potential efficiency in optimizing energy extraction from photovoltaic arrays. Finally, the work addresses the use of inverters in DC-AC energy conversion, which is crucial for the integration of photovoltaic systems into loads powered by alternating current. Among the topologies discussed in the literature, the inverter based on the three-state switching cell (3SSC) was adopted, whose characteristics facilitate the filtering of harmonic distortions and consequently improve the quality of the generated energy. The simulation results demonstrated significant success in photovoltaic energy utilization with a five-level alternating voltage, without relevant power dissipation in unwanted harmonic components.

Keywords: MPPT. Electronic converters. Single-diode model. Parameterization algorithms. 3SSC. Photovoltaic Energy. Renewable Sources.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Custos totais de instalação, fator de capacidade e tendências do LCOE por fonte de energia, 2010 e 2022 14
Figura 1.2 – Capacidade instalada de geração fotovoltaica no Brasil 14
Figura 1.3 – Célula de comutação de três estados 15
Figura 2.1 – Célula fotovoltaica 18
Figura 2.2 – Derivação da curva IV a partir da interpretação gráfica do circuito elétrico idealizado 19
Figura 2.3 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica com inclusão de resistências 20
Figura 2.4 – Influência das resistências parasitas na curva IV 21
Figura 2.5 – Circuito elétrico equivalente do modelo com dois diodos 21
Figura 2.6 – Circuito elétrico equivalente do modelo com três diodos 22
Figura 2.7 – Associação série de células fotovoltaicas 24
Figura 2.8 – Associação paralela de células fotovoltaicas 26
Figura 2.9 – Associação mista de células fotovoltaicas 27
Figura 2.10–Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico 29
Figura 2.11–Curvas características IV e PV obtidas a partir da estimação de parâmetros - KC200GT 35
Figura 2.12–Curvas IV simuladas para 1000, 800 e 600 W/m^2 e 25 °C 36
Figura 2.13–Curvas IV simuladas para temperaturas 25, 50 e 75 °C e irradiação 1000 W/m^2 36
Figura 2.14–Curvas de erro absoluto para irradiações 1000, 800 e 600 W/m^2 e temperatura 25 °C 36
Figura 2.15–Curvas de erro absoluto para temperaturas 50 e 75 °C e irradiação 1000 W/m^2 37
Figura 3.1 – Topologia do conversor *boost* 39
Figura 3.2 – Topologia do conversor *buck* 40
Figura 3.3 – Topologia do conversor *buck-boost* 40
Figura 3.4 – Comportamento típico da corrente que flui através do indutor de um conversor CC-CC genérico 41
Figura 3.5 – Comportamento típico da corrente que flui através do indutor de um conversor CC-CC genérico 42
Figura 3.6 – Estados topológicos do conversor *boost* 43
Figura 3.7 – Resultados comparativos simulados entre o modelo médio no espaço de estados e o conversor *boost* 47
Figura 3.8 – Curva de corrente controlada no indutor i_L em cenário de referência variável 49
Figura 3.9 – Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: $0 < t < 100\ ms$ 49

Figura 3.10–Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: 100 ms $< t <$ 200 ms 50
Figura 3.11–Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: 200 ms $< t <$ 300 ms 50
Figura 3.12–Curva característica PV: Método perturba e observa 52
Figura 3.13–Fluxograma do método perturba e observa 53
Figura 3.14–Curva característica PV: Método da condutância incremental 53
Figura 3.15–Fluxograma do método da condutância incremental 55
Figura 3.16–Curvas características IV e PV obtidas a partir da estimação de parâmetros - SX120 57
Figura 3.17–Conversor *boost*: Corrente de entrada i_L 58
Figura 3.18–Conversor *boost*: Tensão de entrada v_{PV} 59
Figura 3.19–Conversor *boost*: Corrente de saída i_o 59
Figura 3.20–Conversor *boost*: Tensão de saída v_{DC} 60
Figura 3.21–Conversor *boost*: Potência de saída p_o 60
Figura 4.1 – Conversor básico CC-CA e forma de onda da tensão de saída v_o 61
Figura 4.2 – Inversor em ponte completa utilizando IGBTs 62
Figura 4.3 – Geração dos sinais de comando para o inversor 63
Figura 4.4 – Conversor Push-Pull (Transformador CC paralelo) 65
Figura 4.5 – Obtenção da célula de comutação de três estados 65
Figura 4.6 – Modelo funcional da célula de comutação de três estados 66
Figura 4.7 – Célula de comutação de três estados simplificada 67
Figura 4.8 – Sinais de controle de comutação dos interruptores S 67
Figura 4.9 – Inversor em ponte completa baseado na célula de comutação de três estados. 68
Figura 4.10–Circuitos simplificados para etapas de operação para região A: $D < 0,25$ 69
Figura 4.11–Principais formas de onda para região A: $D < 0,25$ 70
Figura 4.12–Circuitos simplificados para etapas de operação para região B: $0,25 < D <$ $0,5$ 71
Figura 4.13–Principais formas de onda para região B: $0,25 < D < 0,5$ 72
Figura 4.14–Circuitos simplificados para etapas de operação para região C: $0,5 < D <$ $0,75$ 73
Figura 4.15–Principais formas de onda para região C: $0,5 < D < 0,75$ 74
Figura 4.16–Circuitos simplificados para etapas de operação para região D: $0,75 < D <$ 1 75
Figura 4.17–Principais formas de onda para região D: $0,75 < D < 1$ 76
Figura 4.18–Filtro LC 76
Figura 4.19–Potência instantânea de saída $p_o(t) \times t$ 79
Figura 4.20–Inversor 3SSC: Tensão filtrada na carga (v_{R_o}) 82

Figura 4.21–Inversor 3SSC: Corrente filtrada na carga (i_{R_o}) 82
Figura 4.22–Inversor 3SSC: Potência instantânea na carga (p_{R_o}) 83
Figura 4.23–Inversor 3SSC: Tensão no barramento CC (V_{DC}) 83
Figura 4.24–Inversor 3SSC: Corrente de saída do arranjo fotovoltaico (i_L) 84
Figura 4.25–Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,3$ 84
Figura 4.26–Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,5$ 85
Figura 4.27–Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,7$ 85
Figura 4.28–Curva simulada de tensão de saída: Transformada Rápida de Fourier (FFT) 86
Figura 4.29–Corrente conduzida individualmente pelos interruptores das células 3SSC 86
Figura A.1 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: esquema de ligação no PSIM 93
Figura A.2 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: *solver* 93
Figura A.3 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: parâmetros 94
Figura A.4 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: esquema de ligação no PSIM 95
Figura A.5 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: *solver* . . . 95
Figura A.6 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: parâmetros 96
Figura A.7 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: esquema de ligação no PSIM 96
Figura A.8 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: *solver* 97
Figura A.9 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: parâmetros 97
Figura A.10–Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e inversor 3SSC: esquema de ligação 98
Figura A.11–Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e 3SSC: *solver* 99
Figura A.12–Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e 3SSC: parâmetros 99
Figura A.13–Especificações técnicas do computador local utilizado: CPU, memória e gráficos 100

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros de módulos fotovoltaicos obtidos a partir da associação de células fotovoltaicas em série, em paralelo e de forma mista 28
Tabela 2.2 – Parâmetros de arranjos fotovoltaicos obtidos a partir da associação de módulos fotovoltaicos em série, em paralelo e de forma mista 29
Tabela 2.3 – Parâmetros do módulo fotovoltaico KC200GT 34
Tabela 2.4 – Parâmetros simulados do módulo fotovoltaico KC200GT 35
Tabela 2.5 – Detalhamento dos erros absolutos entre o modelo obtido e o fabricante bem como entre o modelo obtido e (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) para os cenários de variação de irradiação 37
Tabela 2.6 – Detalhamento dos erros absolutos entre o modelo obtido e o fabricante bem como entre o modelo obtido e (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) para os cenários de variação de temperatura 38
Tabela 3.1 – Comparação entre conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* em MCC, considerando a utilização do filtro LC de entrada 43
Tabela 3.2 – Parâmetros do módulo fotovoltaico SX 120 56
Tabela 3.3 – Parâmetros do arranjo fotovoltaico 16×6 56
Tabela 3.4 – Parâmetros simulados do módulo fotovoltaico SX120 56
Tabela 3.5 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT 57
Tabela 4.1 – Comutações possíveis do inversor de ponte completa 61
Tabela 4.2 – Etapas de operação para região A: $D < 0,25$ 69
Tabela 4.3 – Etapas de operação para região B: $0,25 < D < 0,5$ 71
Tabela 4.4 – Etapas de operação para região C: $0,5 < D < 0,75$ 73
Tabela 4.5 – Etapas de operação para região D: $0,75 < D < 1$ 75
Tabela 4.6 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e inversor *3SSC* 81
Tabela A.1 – Tempo de simulação por cenário implementado no PSIM 100

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 13
1.1 OBJETIVOS 15
1.2 ESTRUTURAÇÃO 16
1.3 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO 17
2 MODELAGEM DE GERADORES FOTOVOLTAICOS 18
2.1 PRINCIPAIS MODELOS DIFUNDIDOS 18
2.2 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO 22
2.2.1 Módulo fotovoltaico obtido pela associação série de células fotovoltaicas 22
2.2.2 Módulo fotovoltaico obtido pela associação paralela de células fotovoltaicas 25
2.2.3 Módulo fotovoltaico obtido pela associação mista de células fotovoltaicas 26
2.3 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UM ARRANJO FOTOVOLTAICO 29
2.4 FORMULAÇÃO MATEMÁTICA DO CIRCUITO ELÉTRICO ADOTADO 30
2.5 PARAMETRIZAÇÃO COM ALGORITMO TWIDDLE 32
2.6 APLICAÇÃO E VALIDAÇÃO DO MODELO 34
3 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA 39
3.1 VISÃO GERAL SOBRE CONVERSORES CC-CC 39
3.1.1 Conversor *boost* 41
3.1.1.1 Função Transferência do Conversor boost para o Controle de Corrente 43
3.1.1.2 Projeto do controlador PI de corrente 47
3.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO 51
3.2.1 Método perturba e observa 51
3.2.2 Método da condutância incremental 53
3.3 ESTUDO DE CASO: PROJETO E SIMULAÇÃO 55
3.3.1 Projeto 55
3.3.2 Simulação e Resultados 58
4 INVERSORES APLICADOS AO APROVEITAMENTO FOTOVOLTAICO 61
4.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS 61
4.1.1 Inversores de ponte completa 61
4.1.2 Distorção harmônica total (DHT) 62
4.1.3 Saída modulada por largura de pulso (PWM) 63
4.1.4 Taxa de modulação em frequência (m_f) 63

4.1.5 Taxa de modulação em amplitude (m_a) 64
4.1.6 Interruptores 64
4.1.7 Tensão de referência 64
4.2 INVERSOR COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS 65
4.2.1 A célula de comutação de três estados 65
4.2.2 O inversor de cinco níveis 68
4.2.2.1 Região de operação A: $D < 0,25$ 68
4.2.2.2 Região de operação B: $0,25 < D < 0,5$ 70
4.2.2.3 Região de operação C: $0,5 < D < 0,75$ 72
4.2.2.4 Região de operação D: $0,75 < D < 1$ 74
4.3 FILTRO DE SAÍDA 76
4.4 CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO 78
4.5 ESTUDO DE CASO: PROJETO E SIMULAÇÃO 80
4.5.1 Projeto 80
4.5.2 Simulação e Resultados 81
4.5.3 Comportamentos de interesse geral no inversor 3SSC 84
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS . . 87
REFERÊNCIAS 89
APÊNDICE A – ESQUEMAS, DESEMPENHO E PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO 93
APÊNDICE B – ROTINAS 101
ANEXO A – FOLHAS DE DADOS 106

1 INTRODUÇÃO

O consumo energético, presente no desenvolvimento socioeconômico mundial, é marcado por importantes transformações ao longo dos séculos, especialmente com o advento da Revolução Industrial no século XVIII, que impulsionou a demanda por fontes de energia em larga escala. Nesse período, as energias fósseis, como carvão, petróleo e gás natural se consolidaram como os pilares da matriz energética global, alimentando máquinas, fábricas, matrizes de transportes e sistemas elétricos. No entanto, o uso massivo dessas fontes trouxe consigo consequências ambientais graves, como a emissão de gases de efeito estufa, que retêm parte do calor irradiado pela superfície da Terra, contribuindo significativamente para o aquecimento global e a degradação ambiental.

De maneira geral, os painéis climáticos ao redor do mundo têm registrado os diversos impactos das mudanças climáticas e cenários problemáticos ao longo das décadas, onde frequentemente destacam-se questões como efeitos de ilha de calor na elevação de temperaturas em ambientes urbanos (CENTRAL, 2024), recordes históricos da temperatura global em intervalos deslizantes (CENTRAL, 2023), aumento do nível do mar e suas implicações habitacionais e financeiras (CENTRAL, 2022, 2021). Há, portanto, um clamor generalizado para que, ao menos, do ponto de vista de ações antropológicas, se avaliem e implementem medidas de pesquisas, desenvolvimento e financiamento de dimensões globais de modo a conter a propensão de aquecimento.

Diante desse cenário, a busca por um modelo energético mais sustentável tornou-se uma prioridade, com a transição gradual para fontes renováveis, como energia solar, eólica e hidráulica. Essas alternativas, de baixo impacto ambiental e com potencial de suprir as crescentes necessidades energéticas globais, emergem como pilares de um futuro energético mais limpo e eficiente.

Dentre as principais tecnologias renováveis, a energia solar fotovoltaica posiciona-se como umas das fontes de geração mais competitivas (IRENA, 2023). Entre 2009 e 2022, os preços dos módulos de silício cristalino apresentaram uma redução de 88% a 94% para os módulos vendidos na Europa dependendo do tipo. A redução média ponderada é posicionada na ordem de 91% durante o mesmo período (IRENA, 2023). Em termos globais, para o mesmo período, os custos totais de instalação (projeto, construção e instalação), apresentaram uma expressiva redução de 83%, segunda maior redução para as fontes avaliadas pela agência (IRENA, 2023). Dentre todas as tecnologias avaliadas, destaca-se a maior redução percentual (89%) no Custo Nivelado de Eletricidade (*Levelized Cost of Electricity: LCOE*, do inglês), isto é, o custo por unidade de eletricidade gerada ao longo da vida útil das instalações. A Figura 1.1 registra os comparativos entre as tecnologias de maneira detalhada.

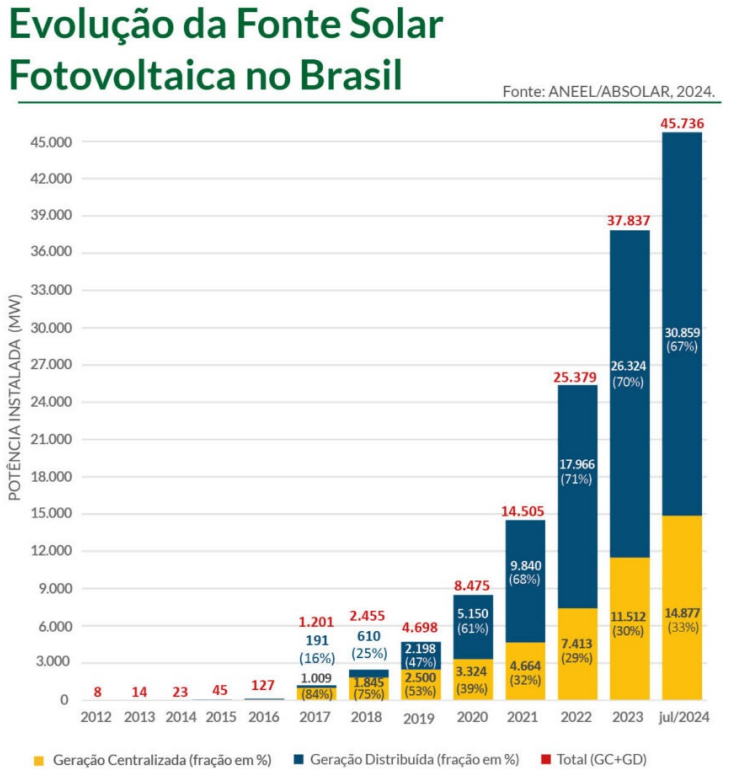
Figura 1.1 – Custos totais de instalação, fator de capacidade e tendências do LCOE por fonte de energia, 2010 e 2022

	Total installed costs (2022 USD/kW)			Capacity factor (%)			Levelised cost of electricity (2022 USD/kWh)		
	2010	2022	Percent change	2010	2022	Percent change	2010	2022	Percent change
Bioenergy	2 904	2 162	-26%	72	72	1%	0.082	0.061	-25%
Geothermal	2 904	3 478	20%	87	85	-2%	0.053	0.056	6%
Hydropower	1 407	2 881	105%	44	46	4%	0.042	0.061	47%
Solar PV	5 124	876	-83%	14	17	23%	0.445	0.049	-89%
CSP	10 082	4 274	-58%	30	36	19%	0.380	0.118	-69%
Onshore wind	2 179	1 274	-42%	27	37	35%	0.107	0.033	-69%
Offshore wind	5 217	3 461	-34%	38	42	10%	0.197	0.081	-59%

Fonte: (IRENA, 2023)

Ao fim de 2022, a capacidade instalada para geração fotovoltaica no mundo foi estimada em torno de 1047 GW (IRENA, 2023). No Brasil, em dados atualizados do primeiro semestre de 2024, estima-se que a capacidade instalada seja de 45 GW, um aumento de aproximadamente 21% em relação ao ano anterior (ABSOLAR, 2024). Destes, 33% estão instalados em gerações centralizadas e 67% em geração distribuída. A Figura 1.2 registra o histórico de capacidade instalada no Brasil nos últimos anos.

Figura 1.2 – Capacidade instalada de geração fotovoltaica no Brasil



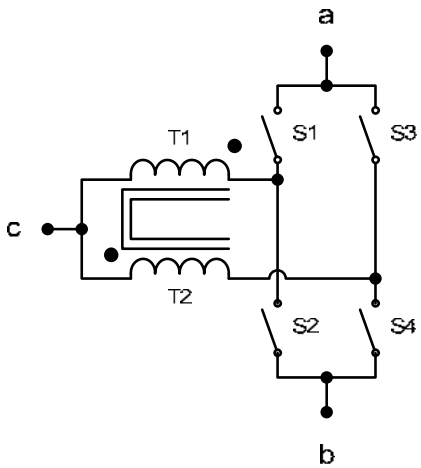
Fonte: (ABSOLAR, 2024)

Parte desse crescimento se deve ao fato da irradiação solar no Brasil ser uma das mais altas do mundo. Por exemplo, as regiões brasileiras com menores índices de irradiação solares são comparáveis às regiões de maiores índices na Alemanha (FILHO, 2015).

Neste sentido, há, então, um apelo para o desenvolvimento e aprimoramento de equipamentos complementares e suas respectivas técnicas de operação, como conversores CC-CC e CC-CA, também conhecidos como inversores, ou mesmo uma topologia integrada (TOMASZUK; KRUPA, 2013), que garantam aproveitamento na conversão da energia fotogerada, observando ainda a otimização da extração de potência bem como os cenários variantes de condições ambientais.

As topologias clássicas de inversores, por vezes, apresentam limitações no que tange à operação em potências mais elevadas, principalmente porque a potência da carga é processada por um único elemento semicondutor em cada etapa de funcionamento. Isto posto, os conversores baseados na célula de comutação de três estados (*Three-State Switching Cell: 3SSC*, do inglês) (BASCOPÉ, 2001), Figura 1.3, credenciam-se pela sua capacidade de condução de corrente dividida entre elementos semicondutores.

Figura 1.3 – Célula de comutação de três estados



Fonte: (PERAÇA; BARBI, 2006)

1.1 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento e validação de modelos para otimização de sistemas fotovoltaicos, focando no controle de conversores eletrônicos, além da parametrização de circuitos elétricos equivalentes. A pesquisa busca não apenas garantir a maximização da eficiência de extração de energia fotovoltaica, mas também explorar a implementação de algoritmos de rastreamento de máxima potência (MPPT) em conjunto com técnicas de controle robustas. Dessa forma, os principais objetivos desta pesquisa podem ser descritos como:

1. Desenvolver um modelo matemático baseado em circuitos elétricos equivalentes para

geradores fotovoltaicos, com ênfase na utilização do modelo de diodo único com resistências série e paralela, apoiando-se em uma parametrização com ponto de partida em dados de catálogos comerciais.

2. Implementar e analisar técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), como o método "Perturba e Observa", visando garantir o máximo aproveitamento da energia fotovoltaica em diferentes condições operacionais.

3. Projetar um conversor CC-CC tipo *boost* com controlador de corrente do tipo PI, malha fechada, acoplado ao algoritmo do MPPT, assegurando a robustez e a eficiência no controle de corrente e na extração de potência dos arranjos fotovoltaicos.

4. Estudar o comportamento de inversores na conversão de energia CC-CA, restringindo-se ao estudo de topologia baseada na célula de comutação de três estados (3SSC), malha aberta, visando a melhoria da qualidade da energia e a filtragem de distorções harmônicas.

5. Validar o desempenho dos sistemas desenvolvidos por meio de simulações, verificando a efetividade da conversão de energia e a adequação das topologias e algoritmos implementados.

1.2 ESTRUTURAÇÃO

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- O Capítulo 2 retrata a modelagem de geradores fotovoltaicos, introduzindo alguns dos principais modelos difundidos na literatura técnica. O foco principal está na modelagem de células fotovoltaicas utilizando o circuito equivalente de diodo único com resistências série e paralela.

- O Capítulo 3 discute o rastreamento da máxima potência, fundamental para a otimização da eficiência de sistemas fotovoltaicos. Como resultado, aborda-se a utilização de conversor CC-CC controlado pelo método "Perturba e Observa".

- O Capítulo 4 aborda a conversão da energia CC, natural dos geradores fotovoltaicos, em energia CA, necessária na maioria das aplicações elétricas. Ainda, projetos de filtragem e topologias específicas de inversores são discutidas.

- O Capítulo 5 apresenta análise dos resultados simulados e computacionais bem como as considerações finais e propostas futuras.

1.3 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

M. B. Ferreira, E. L. Oliveira, W. H. Maciel, H. A. Carvalho Braga. **3SSC Inverter Applied to a Photovoltaic System**. 2021 6^{th} IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), New Orleans, Los Angeles, USA, 2021, pp. 1-8, Disponível em: `https://doi.org/10.1109/eGRID52793.2021.9662154`.

Oliveira, Elias Lopes, Wesley Henrique Maciel, Henrique Antônio Carvalho Braga. **Estimação de Parâmetros do Modelo de Diodo Único Aplicado à Modelagem de Células Fotovoltaicas Utilizando o Algoritmo Twiddle**. Congresso Brasileiro de Automática, Fortaleza, Ceará, 2022, pp. 1-8, Disponível em: `https://www.sba.org.br/cba2022/wp-content/uploads/artigos_cba2022/paper_6485.pdf`.

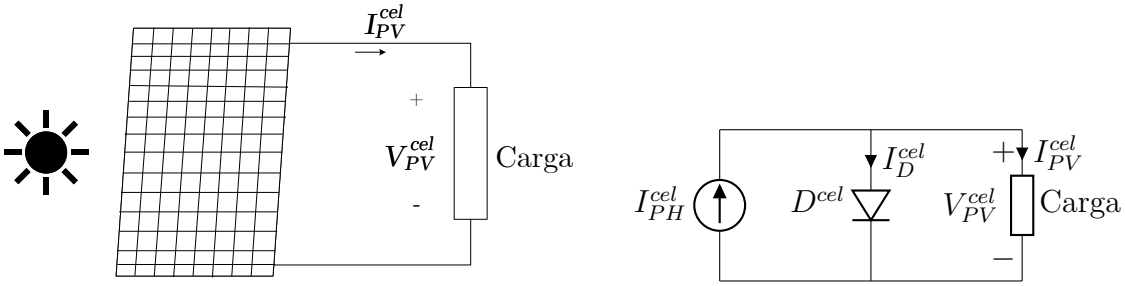
2 MODELAGEM DE GERADORES FOTOVOLTAICOS

O desempenho dos geradores fotovoltaicos pode ser explicado por princípios físicos complexos, exigindo conceitos sobre a física de semicondutores para a devida compreensão. É interessante, portanto, que existam vias de representação destes geradores a partir de modelos intuitivos, que abordem preferencialmente conceitos de circuitos elétricos, uma vez que se caracteriza um cenário de frequente análise para técnicos e engenheiros. Assim sendo, o desenvolvimento de modelos computacionais, por quaisquer que sejam as estratégias adotadas, tem sido alvo de pesquisadores ao longo dos anos. Tais modelos, detalhados no presente capítulo, podem ser utilizados em plataformas de simulação, permitindo avaliar seguramente o comportamento de células, módulos e arranjos fotovoltaicos, do ponto de vista operativo e financeiro, sob as mais variadas condições ambientes.

2.1 PRINCIPAIS MODELOS DIFUNDIDOS

Uma célula fotovoltaica consiste em uma junção *pn* capaz de produzir um gradiente de potencial quando submetida à radiação solar, conforme ilustra Figura 2.1a. Este comportamento é reproduzido com elevada efetividade a partir do circuito apresentado na Figura 2.1b, conhecido como modelo ideal de diodo único (MCEVOY; MARKVART; CASTANER, 2003), em que o diodo D^{cel} é o elemento que representa as propriedades semicondutoras da célula fotovoltaica e a fonte de corrente I_{PH}^{cel} é o elemento responsável pela corrente fotogerada devido à interação fóton-elétron. As variáveis V_{PV}^{cel} e I_{PV}^{cel} representam a tensão e a corrente de saída da célula fotovoltaica, enquanto que V_D^{cel} e I_D^{cel} configuram, respectivamente, a tensão e a corrente características do diodo.

Figura 2.1 – Célula fotovoltaica



(a) Modelo físico (b) Modelo elétrico simplificado

Fonte: Edição do autor, 2023

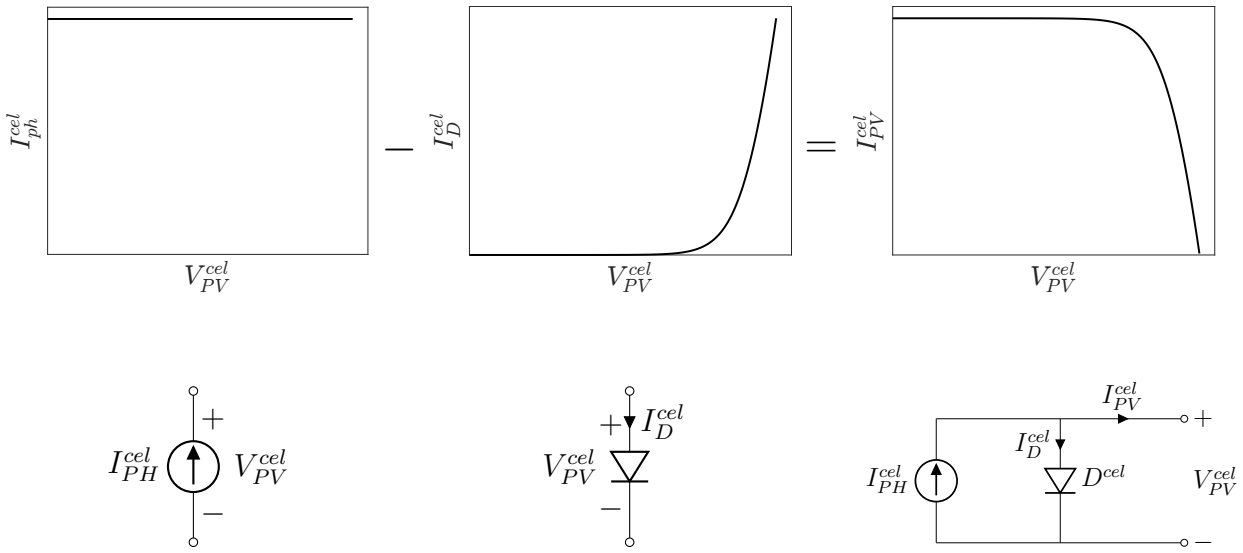
A partir das leis de Kirchhoff, pode-se escrever as relações estabelecidas nas Equações (2.1) e (2.2) que descrevem a dinâmica de funcionamento do circuito em questão.

$$I_{PV}^{cel} = I_{PH}^{cel} - I_D^{cel} \tag{2.1}$$

$$V_{PV}^{cel} = V_{D}^{cel} \tag{2.2}$$

Pode-se ainda interpretar graficamente a Equação (2.1) de modo a obter a curva IV característica idealizada da célula fotovoltaica, conforme ilustra a Figura 2.2. Vale ressaltar algumas premissas importantes para a construção gráfica em questão: a corrente fotogerada I_{PH}^{cel} foi assumida constante, uma vez que as condições climáticas sejam mantidas inalteradas, sobretudo a irradiância solar; e que a corrente I_{D}^{cel} através do diodo apresenta o comportamento exponencial típico quando polarizado diretamente.

Figura 2.2 – Derivação da curva IV a partir da interpretação gráfica do circuito elétrico idealizado



Fonte: Edição do autor, 2023

Na prática, a curva IV resultante do circuito elétrico equivalente ideal apresenta discrepâncias em relação à curva construída a partir de coletas experimentais. Essa diferença é explicada pela incapacidade do circuito equivalente em representar não idealidades da célula fotovoltaica real (CASARO; DENIZAR, 2008). Para minimizar essas divergências, concebe-se o circuito elétrico equivalente da Figura 2.3a, conhecido como modelo prático a quatro elementos.

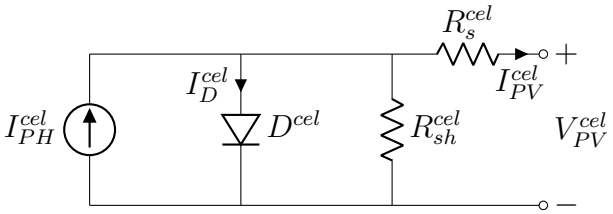
Este conceito faz uso do modelo ideal acrescido das resistências série e paralelo na saída, de modo que a resistência série R_{s}^{cel} está fortemente ligada à região de operação como fonte de tensão, enquanto a resistência paralela R_{sh}^{cel} está fortemente ligada à região de operação como fonte de corrente (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Mesmo que as resistências contribuam simultaneamente para o comportamento do circuito, é mais simples entender suas contribuições para a curva IV separadamente, como indicam as Figuras 2.3b e 2.3c.

Inicialmente, ao se analisar o circuito da Figura 2.3b, obtém-se a Equação (2.3).

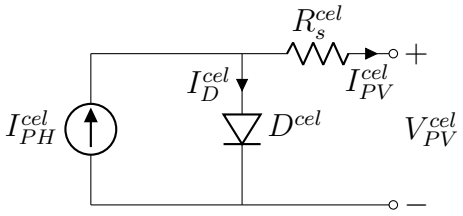
$$V_{PV}^{cel} = V_{D}^{cel} - R_{s}^{cel} I_{PV}^{cel} \tag{2.3}$$

Comparando as Equações (2.2) e (2.3), pode-se observar que a presença de R_s^{cel} provoca a redução da tensão de saída da célula fotovoltaica. Obviamente, quanto maior o valor de R_s^{cel}, maior a queda de tensão nos terminais de saída, entretanto, a queda de tensão é nula na condição de circuito aberto ($I_{PV}^{cel} = 0\ A$, $V_{PV}^{cel} = V_{D}^{cel}$).

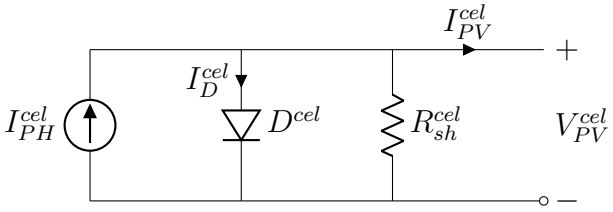
Figura 2.3 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica com inclusão de resistências



(a) Resistências série e paralela



(b) Resistência série



(c) Resistência paralela

Fonte: Edição do autor, 2023

Analisando o circuito da Figura 2.3c, pode-se contabilizar os efeitos causados na corrente de saída pela inserção da resistência paralela, conforme a Equação (2.4).

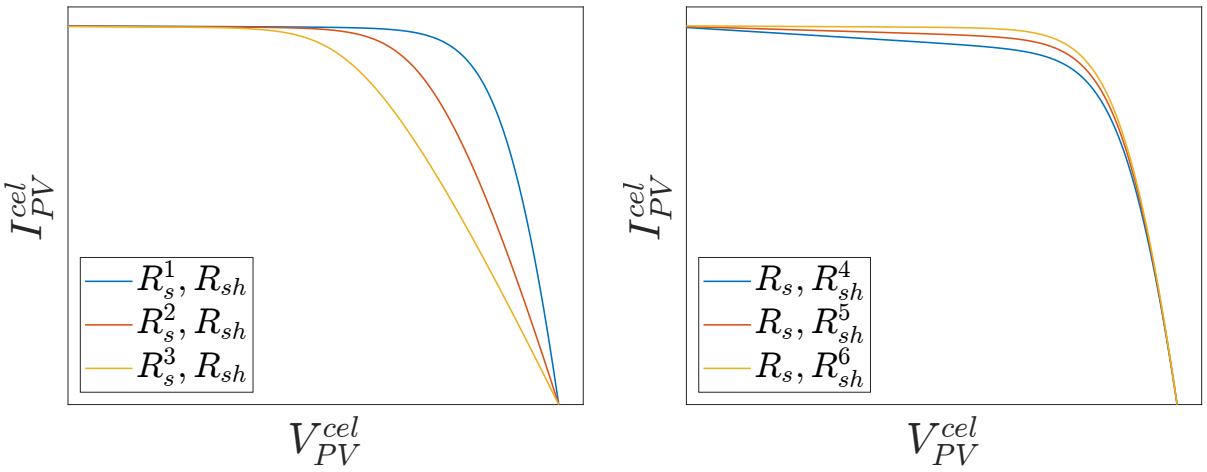
$$I_{PV}^{cel} = I_{PH}^{cel} - I_{D}^{cel} - \frac{V_{PV}^{cel}}{R_{sh}^{cel}} \tag{2.4}$$

Ao comparar as Equações (2.1) e (2.4) é possível constatar que a inclusão de R_{sh}^{cel} provoca uma redução na corrente de saída nos terminais da célula fotovoltaica. Observa-se ainda, que quanto menor for o valor de R_{sh}^{cel} maior será a redução na referida corrente. Entretanto, na condição de curto-circuito, tal redução é nula, uma vez que $V_{PV}^{cel} = V_{D}^{cel} = 0\ V$ e, portanto, $I_{PV}^{cel} = I_{PH}^{cel} - I_{D}^{cel}$.

A Figura 2.4 registra os efeitos da inserção das resistências R_s^{cel} e R_{sh}^{cel} no comportamento típico expresso na curva IV. A resistência R_{sh}^{cel} está intrinsecamente ligada à região de operação como fonte de corrente, enquanto, a resistência R_s^{cel} está intrinsecamente ligada à região de operação como fonte de tensão. Percebe-se então que tais resistências

podem ser parametrizadas de modo a ajustar a curva IV resultante do modelo àquela obtida experimentalmente ou disponibilizada por fabricantes de modelos comerciais.

Figura 2.4 – Influência das resistências parasitas na curva IV



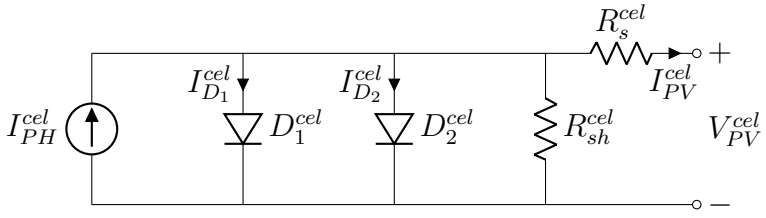
(a) $R_s^1 < R_s^2 < R_s^3$ (b) $R_{sh}^4 < R_{sh}^5 < R_{sh}^6$

Fonte: Edição do autor, 2023

Existem ainda diversos outros modelos elétricos que se propõem a representar diferentes comportamentos das células fotovoltaicas, seja a partir de um maior número de elementos independentes e/ou de elementos variáveis e não-lineares (ARAÚJO; SOUSA; COSTA, 2020). Por exemplo, as Figuras 2.5 e 2.6 mostram os circuitos ainda mais elaborados que os já apresentados, lançando mão de mais unidades de diodos. Sucintamente, o modelo de dois diodos melhora a precisão em cenários de baixa irradiância, enquanto o modelo de três diodos apresenta vantagens tanto em cenários de baixa irradiância quanto em temperaturas mais altas (BHANU PRAKASH SARIPALLI; SINGH; SINGH, 2021).

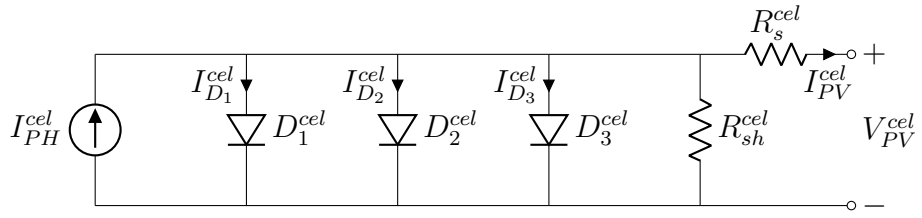
É importante ressaltar que, apesar das melhorias implementadas por esses modelos, a inserção de novos elementos implica em definição de outros parâmetros além dos já mapeados pelos modelos descritos anteriormente, dificultando então sua utilização. Portanto, para o desenvolvimento dos estudos nos próximos capítulos, formaliza-se aqui a adoção do modelo prático de diodo único, Figura 2.3a, uma vez que é capaz de reunir razoável combinação entre simplicidade e precisão (ZHANG et al., 2020).

Figura 2.5 – Circuito elétrico equivalente do modelo com dois diodos



Fonte: Edição do autor, 2023

Figura 2.6 – Circuito elétrico equivalente do modelo com três diodos



Fonte: Edição do autor, 2023

2.2 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO

Módulos fotovoltaicos são obtidos a partir da conexão entre células normalmente associadas em série de modo a elevar a tensão de saída. Entretanto, também são concebidos módulos fotovoltaicos a partir da associação paralela de células, de modo a garantir aumento da corrente fornecida na saída. Assim sendo, pode-se delimitar o comportamento de um módulo fotovoltaico a partir da análise de circuitos elétricos do modelo adotado, Figura 2.3a.

2.2.1 Módulo fotovoltaico obtido pela associação série de células fotovoltaicas

Para fins de simplificação, considera-se n_s células idênticas conectadas em série de modo a compor o módulo registrado na Figura 2.7a e as igualdades estabelecidas na Equação (2.5). Um número arbitrário de células conectadas em série também é identificado como *string*.

$$\begin{aligned} D^{cel,1} &= D^{cel,2} = D^{cel,n_s} = D^{cel} \\ R_s^{cel,1} &= R_s^{cel,2} = R_s^{cel,n_s} = R_s^{cel} \\ R_{sh}^{cel,1} &= R_{sh}^{cel,2} = R_{sh}^{cel,n_s} = R_{sh}^{cel} \end{aligned} \tag{2.5}$$

Considerando que todas as células estão submetidas às mesmas condições ambientes (irradiância e temperatura), pode-se assumir que os elementos descritos na Equação (2.5) estão sujeitos aos mesmos níveis de tensão e corrente, o que implica nas relações estabelecidas na Equação (2.6).

$$\begin{aligned} I_{PH}^{cel,1} &= I_{PH}^{cel,2} = I_{PH}^{cel,n_s} = I_{PH}^{cel} \\ I_D^{cel,1} &= I_D^{cel,2} = I_D^{cel,n_s} = I_D^{cel} \\ I_{R_s}^{cel,1} &= I_{R_s}^{cel,2} = I_{R_s}^{cel,n_s} = I_{R_s}^{cel} \\ I_{R_{sh}}^{cel,1} &= I_{R_{sh}}^{cel,2} = I_{R_{sh}}^{cel,n_s} = I_{R_{sh}}^{cel} \\ V_D^{cel,1} &= V_D^{cel,2} = V_D^{cel,n_s} = V_D^{cel} \end{aligned} \tag{2.6}$$

Sabe-se que elementos percorridos pela mesma corrente podem ser considerados em série. Sendo assim, pode-se reorganizar o circuito da Figura 2.3a de modo a obter o

circuito da Figura 2.7b, cuja compactação do mesmo resulta na Figura 2.7c. Logo, diante dos circuitos obtidos, conclui-se as relações estabelecidas nas Equações (2.7) - (2.10).

$$R_s^{mod} = n_s R_s^{cel} \tag{2.7}$$

$$R_{sh}^{mod} = n_s R_{sh}^{cel} \tag{2.8}$$

$$V_D^{mod} = n_s V_D^{cel} \tag{2.9}$$

$$I_{PV}^{mod} = I_{PV}^{cel} \tag{2.10}$$

Analisando o circuito da Figura 2.7c, é possível definir a tensão de saída do módulo fotovoltaico, conforme registra a Equação (2.11).

$$V_{PV}^{mod} = V_D^{mod} - R_s^{mod} I_{PV}^{mod} \tag{2.11}$$

Aplicando, então, as Equações (2.7), (2.9) e (2.10) na Equação (2.11), obtém-se uma nova expressão da tensão de saída em função do número de células em série, conforme registra a Equação (2.12).

$$V_{PV}^{mod} = n_s V_D^{cel} - n_s R_s^{cel} I_{PV}^{cel} = n_s (V_D^{cel} - R_s^{cel} I_{PV}^{cel}) = n_s V_{PV}^{cel} \tag{2.12}$$

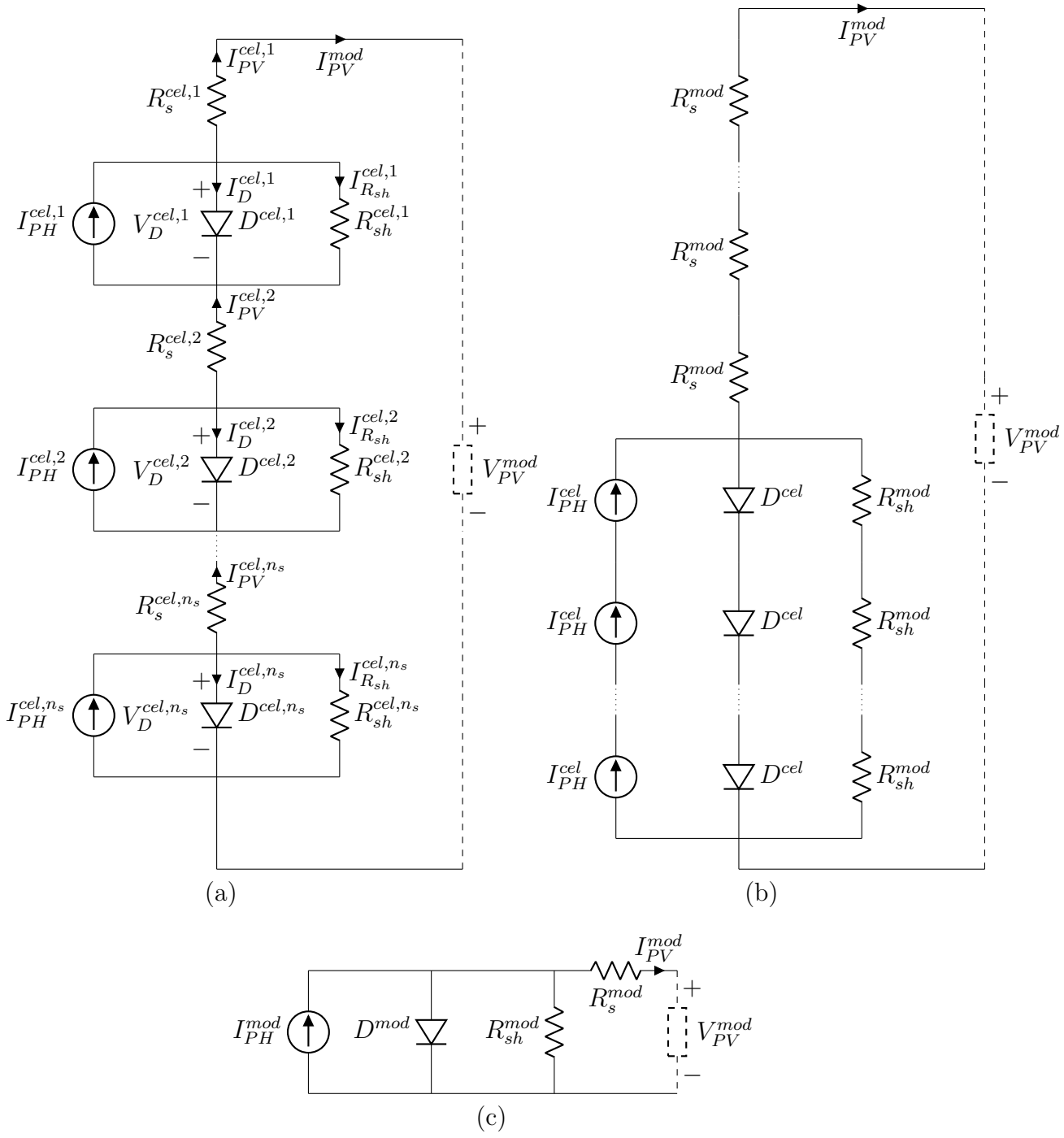
Além disso, nos termos de potência gerada pelo módulo fotovoltaica pode ser escrita conforme a Equação (2.13).

$$P_{PV}^{mod} = V_{PV}^{mod} I_{PV}^{mod} \tag{2.13}$$

Por fim, utilizando as formalizações das Equações (2.10) e (2.12) na Equação (2.13) , obtém-se uma nova expressão da potência de saída em função do número de células em série, conforme registra a Equação (2.14).

$$P_{PV}^{mod} = n_s (V_{PV}^{cel} I_{PV}^{cel}) = n_s P_{PV}^{cel} \tag{2.14}$$

Figura 2.7 – Associação série de células fotovoltaicas



(a) associação de n_s células distintas; (b) associação de n_s células idênticas e submetidas às mesmas condições de operação; (c) representação compacta de um módulo composto de células em série

Fonte: Edição do autor, 2023

2.2.2 Módulo fotovoltaico obtido pela associação paralela de células fotovoltaicas

Ainda que raramente implementada, a conexão paralela de células em módulos fotovoltaicos também pode ser observada. A conexão de n_p células em paralelo é realizada a partir da interligação dos terminais de saída a uma carga comum, tal como está registrado na Figura 2.8a.

Considerando a mesma hipótese anterior de que as n_p células sejam idênticas e submetidas às mesmas condições ambientes, as relações simplificativas estabelecidas nas Equações (2.5) e (2.6) continuam sendo verdadeiras. Adicionalmente, ainda nessas condições, os pontos de interseção a, b e c, destacados na Figura 2.8a, estão submetidos à mesma diferença de potencial e podem ser conectados sem que haja circulação de corrente adicional entre eles. Assim sendo, a partir do par de pontos que conecta os elementos dos circuitos de células fotovoltaicas independentes, pode-se considerar que haja uma associação paralela e, portanto, reorganizar os circuitos conforme registra a Figura 2.8b. Para mais, é possível ainda compactar os elementos do circuito da Figura 2.8b e obter o circuito da Figura 2.8c, cujas relações estabelecidas nas Equações (2.15) - (2.19) determinam com precisão os parâmetros indicados.

$$R_s^{mod} = \frac{R_s^{cel}}{n_p} \tag{2.15}$$

$$R_{sh}^{mod} = \frac{R_{sh}^{cel}}{n_p} \tag{2.16}$$

$$V_D^{mod} = V_D^{cel} \tag{2.17}$$

$$I_{PV}^{mod} = n_p I_{PV}^{cel} \tag{2.18}$$

$$I_{PH}^{mod} = n_p I_{PH}^{cel} \tag{2.19}$$

Analisando o circuito da Figura 2.8c, é possível definir a tensão de saída do módulo fotovoltaico, conforme registra a Equação (2.20).

$$V_{PV}^{mod} = V_D^{mod} - R_s^{mod} I_{PV}^{mod} \tag{2.20}$$

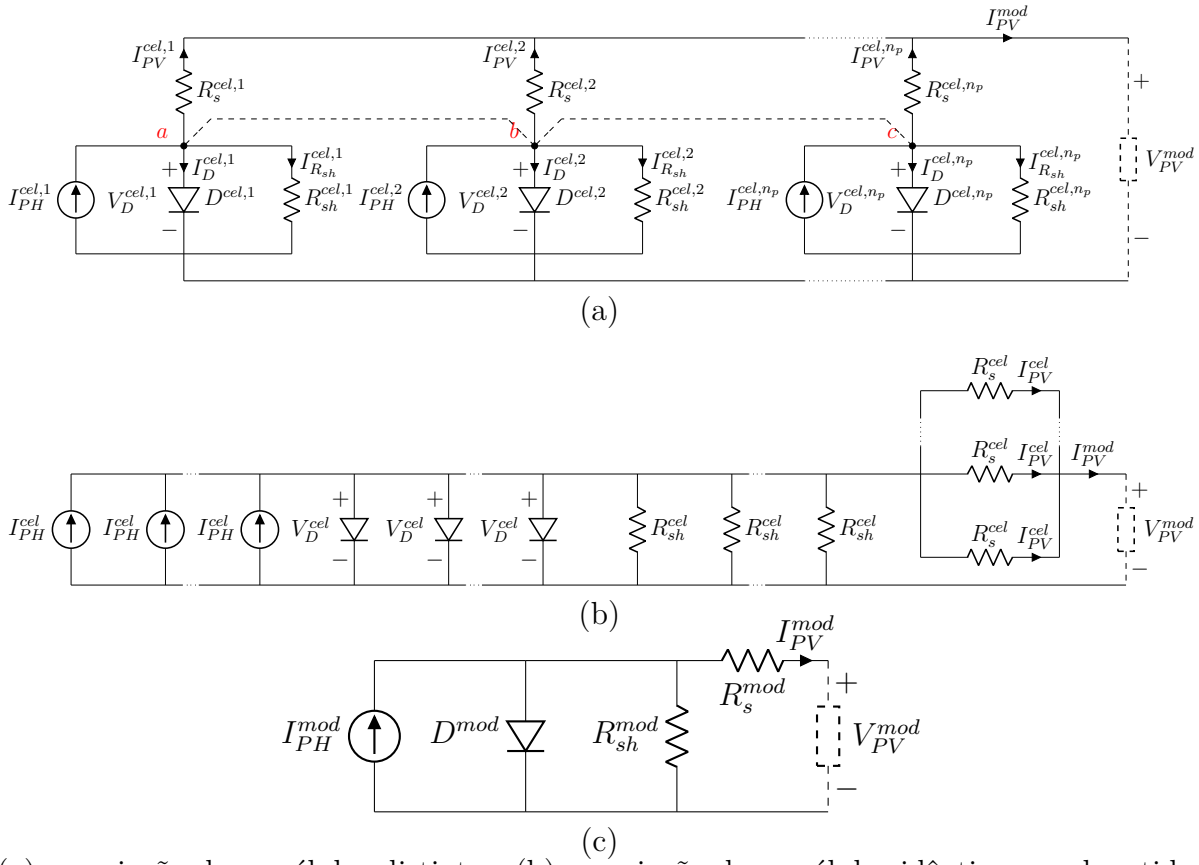
Aplicando, então, as Equações (2.15), (2.17) e (2.18) na Equação (2.20), obtém-se uma nova expressão da tensão de saída em função do número de células em série, conforme registra a Equação (2.21).

$$V_{PV}^{mod} = V_D^{cel} - R_s^{cel} I_{PV}^{cel} = V_{PV}^{cel} \tag{2.21}$$

Além disso, nos termos de potência gerada pelo módulo fotovoltaica pode ser escrita conforme a Equação (2.22).

$$P_{PV}^{mod} = V_{PV}^{mod} I_{PV}^{mod} = V_{PV}^{cel}(n_p I_{PV}^{cel}) = n_p P_{PV}^{cel} \tag{2.22}$$

Figura 2.8 – Associação paralela de células fotovoltaicas



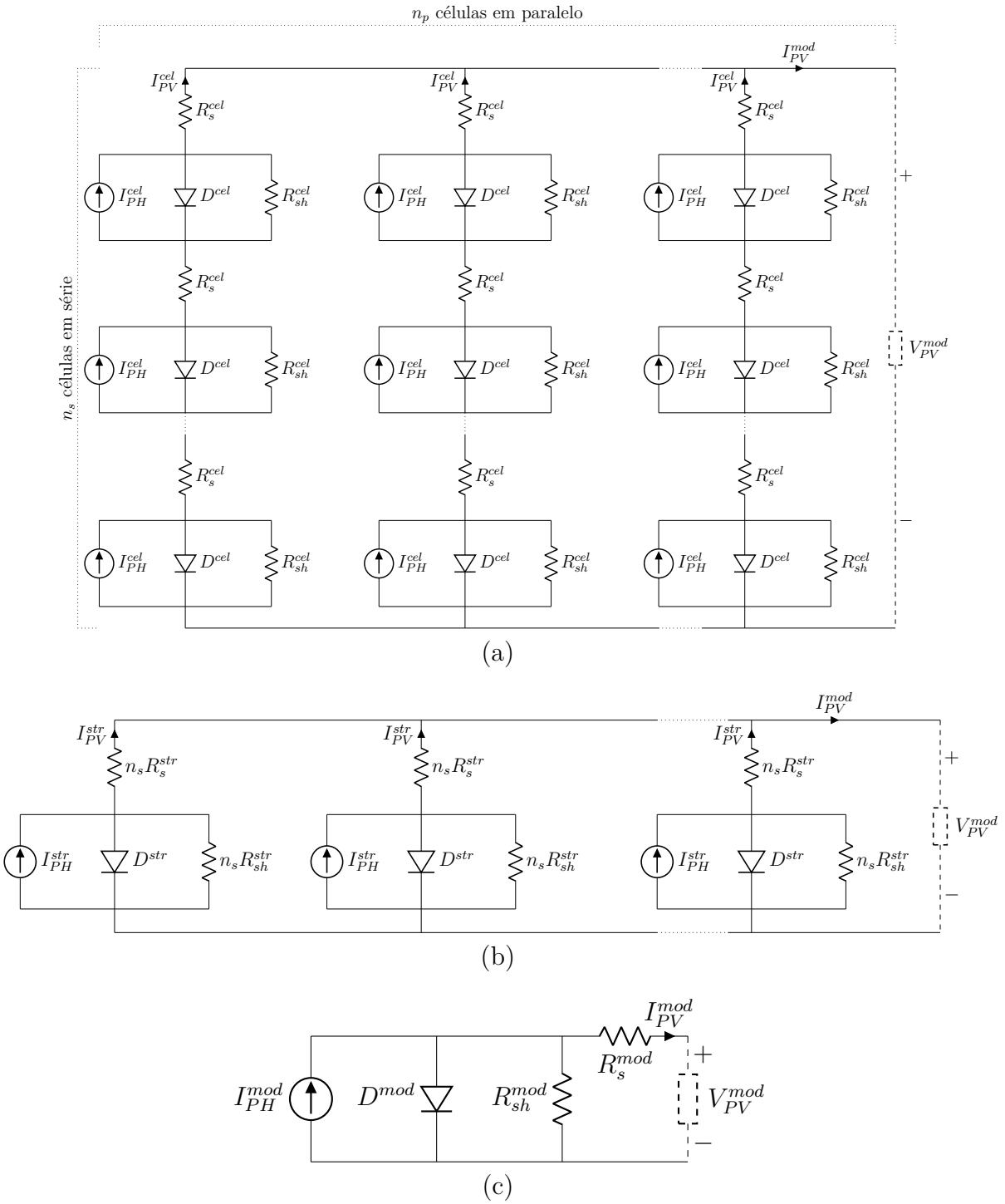
(a) associação de n_p células distintas; (b) associação de n_p células idênticas e submetidas às mesmas condições de operação; (c) representação compacta de um módulo composto de células associadas em paralelo

Fonte: Edição do autor, 2023

2.2.3 Módulo fotovoltaico obtido pela associação mista de células fotovoltaicas

Caso sejam necessários elevados níveis simultâneos de corrente e tensão fotogerados, a associação mista de células se configura como candidata à função, conforme registra a Figura 2.9a, levando em conta as simplificações adotadas que resultaram nas relações das Equações (2.5) e (2.6).

Figura 2.9 – Associação mista de células fotovoltaicas



(a) associação de $n_s \times n_p$ células distintas; (b) associação das n_s células idênticas que compõem cada *string*; (c) representação compacta de um módulo composto da associação mista de células

Fonte: Edição do autor, 2023

Neste tipo de associação, promove-se a conexão em paralelo de n_p *strings*, compostas de n_s células em série cada uma. Ao se compactar, inicialmente, as células das *strings* por meio das relações estabelecidas na **Seção 2.2.1**, logra-se como resultado o circuito

apresentado na Figura 2.9b. Então, faz-se a utilização das relações obtidas na **Seção 2.2.2** de modo a obter a versão compacta final, conforme registra a Figura 2.9c, cujos parâmetros são definidos nas Equações (2.23) - (2.28).

$$R_s^{mod} = \frac{n_s}{n_p} R_s^{cel} \tag{2.23}$$

$$R_{sh}^{mod} = \frac{n_s}{n_p} R_{sh}^{cel} \tag{2.24}$$

$$I_{PH}^{mod} = n_p I_{PH}^{cel} \tag{2.25}$$

$$I_{PV}^{mod} = n_p I_{PV}^{cel} \tag{2.26}$$

$$V_{PV}^{mod} = n_s V_{PV}^{cel} \tag{2.27}$$

$$P_{PV}^{mod} = n_s n_p P_{PV}^{cel} \tag{2.28}$$

Por fim, a Tabela 2.1 organiza sistematicamente os parâmetros calculados para os três tipos de associações desenvolvidas na presente seção.

Tabela 2.1 – Parâmetros de módulos fotovoltaicos obtidos a partir da associação de células fotovoltaicas em série, em paralelo e de forma mista

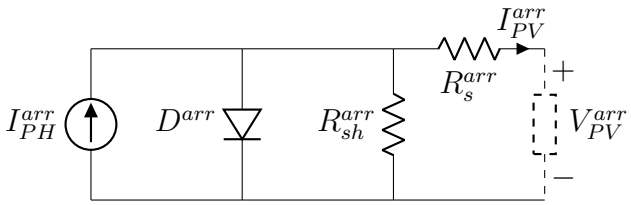
		Módulo fotovoltaico		
	Célula fotovoltaica	**Conexão série**	**Conexão paralela**	**Conexão mista**
Número de células associadas em série	1	n_s	1	n_s
Número de células associadas em paralelo	1	1	n_p	n_p
Resistência série	R_s^{cel}	$n_s R_s^{cel}$	$\frac{R_s^{cel}}{n_p}$	$\frac{n_s}{n_p} R_s^{cel}$
Resistência paralela	R_{sh}^{cel}	$n_s R_{sh}^{cel}$	$\frac{R_{sh}^{cel}}{n_p}$	$\frac{n_s}{n_p} R_{sh}^{cel}$
Corrente fotogerada	I_{PH}^{cel}	I_{PH}^{cel}	$n_p I_{PH}^{cel}$	$n_p I_{PH}^{cel}$
Tensão de saída	V_{PV}^{cel}	$n_s V_{PV}^{cel}$	V_{PV}^{cel}	$n_s V_{PV}^{cel}$
Corrente de saída	I_{PV}^{cel}	I_{PV}^{cel}	$n_p I_{PV}^{cel}$	$n_p I_{PV}^{cel}$
Potência de saída	P_{PV}^{cel}	$n_s P_{PV}^{cel}$	$n_p P_{PV}^{cel}$	$n_s n_p P_{PV}^{cel}$

Fonte: Adaptado de (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022)

2.3 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UM ARRANJO FOTOVOLTAICO

Assim como as células fotovoltaicas podem ser interligadas de modo a compor módulos fotovoltaicos, os mesmos podem ser associados de modo a constituírem arranjos fotovoltaicos. Observadas as devidas diferenças de valores entre os parâmetros dos circuitos, os circuitos elétricos equivalentes de células e módulos são topologicamente similares. Portanto, é razoável assumir que todas as deduções realizadas mediante às condições estabelecidas na última seção sejam igualmente legítimas quando se avalia a associação de módulos de modo a formar arranjos fotovoltaicos. Assim sendo, para fins de identificação, equivalentemente às representações dos números de células em série e em paralelo n_s e n_p, o número de módulos conectados em série e em paralelo será assinalado por N_s e N_p, respectivamente. Isto posto, o circuito elétrico registrado na Figura 2.10 pode ser aplicado à representação de um arranjo fotovoltaico, cujos elementos são calculados em função dos parâmetros dos módulos que compõem as associações conforme as relações presentes na Tabela 2.2.

Figura 2.10 – Circuito elétrico equivalente de um arranjo fotovoltaico



Fonte: Edição do autor, 2023

Tabela 2.2 – Parâmetros de arranjos fotovoltaicos obtidos a partir da associação de módulos fotovoltaicos em série, em paralelo e de forma mista

		Arranjo fotovoltaico		
	Módulo fotovoltaico	**Conexão série**	**Conexão paralela**	**Conexão mista**
Número de módulos associados em série	1	N_s	1	N_s
Número de módulos associados em paralelo	1	1	N_p	N_p
Resistência série	R_s^{mod}	$N_s R_s^{mod}$	$\frac{R_s^{mod}}{N_p}$	$\frac{N_s}{N_p} R_s^{mod}$
Resistência paralela	R_{sh}^{mod}	$N_s R_{sh}^{mod}$	$\frac{R_{sh}^{mod}}{N_p}$	$\frac{N_s}{N_p} R_{sh}^{mod}$
Corrente fotogerada	I_{PH}^{mod}	I_{PH}^{mod}	$N_p I_{PH}^{mod}$	$N_p I_{PH}^{mod}$
Tensão de saída	V_{PV}^{mod}	$N_s V_{PV}^{mod}$	V_{PV}^{mod}	$N_s V_{PV}^{mod}$
Corrente de saída	I_{PV}^{mod}	I_{PV}^{mod}	$N_p I_{PV}^{mod}$	$N_p I_{PV}^{mod}$
Potência de saída	P_{PV}^{mod}	$N_s P_{PV}^{mod}$	$N_p P_{PV}^{mod}$	$N_s N_p P_{PV}^{mod}$

Fonte: Adaptado de (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022)

2.4 FORMULAÇÃO MATEMÁTICA DO CIRCUITO ELÉTRICO ADOTADO

Como demonstrado nas seções anteriores, é bem delimitada a relação entre os circuitos equivalentes de células, módulos e arranjos fotovoltaicos. Assim sendo, define-se que, para desenvolvimento a seguir, o circuito elétrico equivalente adotado refere-se ao módulo fotovoltaico, uma vez que, em consultas de folhetos comerciais, as informações são geralmente apresentadas para os mesmos. Empregando, então, a teoria de circuitos e de semicondutores no circuito elétrico equivalente, Figura 2.3a, é possível descrever matematicamente o comportamento do módulo fotovoltaico, conforme indicado na Equação (2.29).

$$I_{PV}^{mod} = I_{PH}^{mod} - I_r \left[\exp\left(\frac{V_{PV}^{mod} + R_s^{mod} I_{PV}^{mod}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PV}^{mod} + R_s^{mod} I_{PV}^{mod}}{R_{sh}^{mod}} \tag{2.29}$$

Em que:

- $V_{PV}^{mod}, I_{PV}^{mod}$: Tensão e corrente nos terminais de saída;
- I_{PH}^{mod}: Fotocorrente;
- I_r: Corrente de saturação reversa;
- R_s^{mod}, R_{sh}^{mod}: Resistências série e paralela;
- η: Fator de idealidade/qualidade;
- V_T: Tensão térmica, $V_T = {}^{kT}/_{q}$;
- q: Carga elementar, $1,60217646 \times 10^{-19}$ C;
- k: Constante de Boltzmann, $1,3806503 \times 10^{-23}$ J/K;
- T: Temperatura da junção *p-n*.

Portanto, obter a característica IV do módulo fotovoltaico se resume na solução da Equação (2.29). Infelizmente, sem simplificações promovidas, esta é uma equação transcendental, o que configura maior complexidade no processo de solução envolvido. Atrelada a esta circunstância, deve-se atentar ao fato de que a temperatura e irradiação são parte da solução, influenciando diretamente na obtenção da fotocorrente I_{PH}^{mod} e na corrente de saturação reversa I_r, cujas expressões estão registradas nas Equações (2.30) e (2.31) (NAKANISHI et al., 2002).

$$I_{PH}^{mod} = \frac{G}{G_r} \left[I_{sc}^{mod} + \alpha (T - T_r) \right] \tag{2.30}$$

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \exp\left[\frac{qE_G}{\eta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \tag{2.31}$$

Em que:

- I_{sc}^{mod}: Corrente de curto-circuito;
- α: Coeficiente de Temperatura de I_{sc}^{mod};
- T_r: Temperatura de referência, $298,15$ K;
- G: Irradiação solar;
- G_r: Irradiação solar de referência, 1000 W/m^2;
- I_{rr}: Corrente de saturação reversa de referência;
- E_G: Energia da banda proibida, $1,121$ eV.

Para que algum método de solução seja implementado, necessita-se ainda calcular a corrente de saturação de referência I_{rr}. Para tal, é de grande valia a consulta aos dados de catálogo de modo a se obter informações específicas da curva IV. Dentre os dados comumente disponíveis, podem-se destacar aqueles relacionados aos cenários de curto circuito ($V_{PV}^{mod} = 0\ V, I_{PV}^{mod} = I_{sc,r}^{mod}$), circuito aberto ($V_{PV}^{mod} = V_{oc,r}^{mod}, I_{PV}^{mod} = 0\ A$) e máxima potência ($V_{PV}^{mod} = V_{mp}^{mod}, I_{PV}^{mod} = I_{mp}^{mod}$). Considerando, portanto, os valores de tensão e corrente de circuito aberto, a temperatura de referência e expressão indicada na Equação (2.29), obtém-se a Equação (2.32) que descreve matematicamente a corrente de saturação reversa de referência I_{rr}.

$$I_{rr} = \frac{I_{sc,r}^{mod} - \dfrac{V_{oc,r}^{mod}}{R_{sh}^{mod}}}{\exp\left(\dfrac{V_{oc,r}^{mod}}{\eta V_{T_r}}\right) - 1} \tag{2.32}$$

Pode-se ainda promover alterações no cálculo da corrente reversa, expressa na Equação (2.31), com o intuito de melhorar o desempenho do modelo principalmente para tensões de circuito aberto (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Para tal, considera-se as atualizações da corrente de curto circuito e da tensão de circuito aberto a partir dos respectivos coeficientes de temperatura de corrente (α) e tensão (β) disponibilizados no catálogo do fabricante, sendo expressa na Equação (2.33).

$$I_r = \frac{I_{sc,\Delta T}^{mod} - \frac{V_{oc,\Delta T}^{mod}}{R_{sh}^{mod}}}{\exp\left(\frac{V_{oc,\Delta T}^{mod}}{\eta V_T}\right) - 1} \tag{2.33}$$

$$I_{sc,\Delta T}^{mod} = I_{sc,r}^{mod} + \alpha\left(T - T_r\right) = I_{sc,r}^{mod} + \alpha\Delta T$$

$$V_{oc,\Delta T}^{mod} = V_{oc,r}^{mod} + \beta\left(T - T_r\right) = V_{oc,r}^{mod} + \beta\Delta T$$

Uma vez definidos os parâmetros relevantes pode-se, então, calcular a corrente de saída I_{PV}^{mod}. Para este fim, pode-se adotar o método numérico de Newton-Raphson

para a solução da Equação (2.29). Tal método é empregado com sucesso em outros trabalhos (TEYABEEN et al., 2020; TAMRAKAR; GUPTA; SAWLE, 2015; CHIN; SALAM; ISHAQUE, 2017). De maneira geral, uma variável qualquer x pode ser definida, pelo método supracitado, a partir do processo iterativo indicado na Equação (2.34). O ciclo de iterações é interrompido considerando um número fixo de iterações ou um desvio limite previamente estabelecido.

$$x_{i+1} = x_i - \frac{f(x_i)}{f'(x_i)} \tag{2.34}$$

Assim sendo, pode-se empregar a Equação (2.29), para escrever uma função $f(I_{PV}^{mod})$, conforme a Equação (2.35), e sua respectiva derivada $f'(I_{PV}^{mod})$, dada por Equação (2.36), para utilização do método de Newton-Raphson e, consequentemente, chegar-se à solução do problema.

$$f(I_{PV}^{mod}) = I_{PH}^{mod} - I_{PV}^{mod} - I_r \left[\exp\left(\frac{V_{PV}^{mod} + I_{PV}^{mod} R_s^{mod}}{\eta V_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{PV}^{mod} + I_{PV}^{mod} R_s^{mod}}{R_{sh}^{mod}} \tag{2.35}$$

$$f'(I_{PV}^{mod}) = -1 - \frac{I_r R_s^{mod}}{\eta V_T} \exp\left(\frac{V_{PV}^{mod} + I_{PV}^{mod} R_s^{mod}}{\eta V_T}\right) - \frac{R_s^{mod}}{R_{sh}^{mod}} \tag{2.36}$$

2.5 PARAMETRIZAÇÃO COM ALGORITMO TWIDDLE

A literatura técnica reúne várias estratégias de modelagem e simulação de unidades fotovoltaicas. Os métodos iterativos são amplamente utilizados na solução de sistemas modelados implicitamente. Podem ser visualizadas aplicações a partir dos métodos de Newton-Raphson (UOYA; KOIZUMI, 2015), Bisseção (AHMED; GONCALVES; TLEMCANI, 2016), Secante (MATHEW; PANCHAL, 2021) e Gauss-Seidel (ET-TORABI et al., 2018), por exemplo. Por outro lado, também existem métodos de solução por vias analíticas (BATZELIS; PAPATHANASSIOU, 2016; SALEEM; KARMALKAR, 2009; MAHMOUD; EL-SAADANY, 2014; LUN et al., 2013). Técnicas baseadas em inteligência artificial (BONANNO et al., 2012), *particle swarm optimization - PSO* (GONG; CAO; ZHAO, 2017), algoritmos genéticos (KUMAR; SHIVA KRISHNA RAO K, 2019) têm recebido considerável destaque em discussões recentes.

Isto posto, um método para modelagem dos parâmetros deve ser escolhido. Levando em conta que a planta a ser modelada, diodo único com resistências série R_s^{mod} e paralela R_{sh}^{mod}, possui comportamento bem definido, podendo ser simulada, dispõe-se de um cenário propício para utilização do algoritmo *Twiddle* (THOMA, 2014). Esta estratégia é comumente utilizada em cenários complexos de sintonia dos ganhos de controladores PID (FARAG; SALEH, 2018; MARQUES, 2020).

O método bioinspirado em questão se baseia em uma estratégia de "tentativa-e-erro" humana, buscando a minimização de erros médios produzidos pela simulação da planta a partir de alterações das variáveis envolvidas. É válido destacar que o processo de simulação é extremamente importante, uma vez que a definição dos parâmetros otimizados pode exigir muitas iterações. O Algoritmo 1 registra um pseudocódigo do método *Twiddle*.

O método tem como parâmetros de entrada um vetor K de variáveis sensíveis à planta, um vetor ∂K de variação diferencial para as variáveis de K, um percentual de variação ξ e um critério de parada δ. Para o cenário discutido em questão, o vetor K compreende as resistências R_s^{mod} e R_{sh}^{mod} bem como os respectivos diferenciais em ∂K. Primeiramente, os valores de K são utilizados na simulação da planta retornando um erro ΔE associado. Em sequência, a primeira variável K_1 é acrescida do diferencial ∂K_1 correspondente e a simulação é executada novamente. Se o erro ΔE associado for menor que o erro obtido anteriormente, a variação promovida ocorreu na direção certa e o diferencial ∂K_1 deve ser incrementado na tentativa de que o erro seja diminuído mais rapidamente. Caso contrário, a variável K_1 será alterada na direção contrária, decrescida de ∂K_1 do ponto de partida. Se, ainda assim, não se obtiver um erro menor, o processo deve ser repetido utilizando um diferencial ∂K_1 decrescido do percentual ξ em um novo laço. Esta lógica se repetirá para segunda variável de K, correspondente à resistência paralela R_{sh}^{mod}. As variáveis de K associadas ao menor erro ΔE serão retornadas quando a soma dos diferenciais ∂K for menor que o critério de parada δ.

Algoritmo 1: Pseudocódigo *Twiddle*

```
Entrada: K = [K_1,...,K_n], ∂K = [∂K_1,...,∂K_n], δ, ξ;
início
    enquanto ∑∂K > δ faça
        para i = 1 até n faça
            K_i = K_i + ∂K_i;
            ΔE = simulaPlanta(K);
            se ΔE < ΔE^melhor então
                ΔE^melhor = ΔE;
                ∂K_i = ∂K_i(1 + ξ);
            senão
                K_i = K_i − 2∂K_i;
                ΔE = simulaPlanta(K);
                se ΔE < ΔE^melhor então
                    ΔE^melhor = ΔE;
                    ∂K_i = ∂K_i(1 + ξ);
                senão
                    K_i = K_i + ∂K_i;
                    ∂K_i = ∂K_i(1 − ξ);
                fim
            fim
        fim
    fim
fim
```

É importante ressaltar que o método não se propõe a retornar o mínimo global dos processos simulados. Entretanto, apresenta alta eficiência na grande maioria dos cenários (NORVIG; THRUN, 2018).

2.6 APLICAÇÃO E VALIDAÇÃO DO MODELO

Aspirando portanto uma modelagem com baixo erro associado, pode-se estabelecer uma lista de valores iniciais para as resistências R_s^{mod} e R_{sh}^{mod} para uma sequência de execuções do método *Twiddle*. Os valores iniciais da lista foram escolhidos considerando um limite superior de 20 Ω para a resistência R_{sh}^{mod} e 10 $m\Omega$ para a resistência R_s^{mod} (CASARO; DENIZAR, 2008). O fator de idealidade da junção foi estabelecido em $\eta = 1,3$, conforme outros resultados estabelecidos na literatura (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009; CUBAS; PINDADO; VICTORIA, 2014). A rotina desenvolvida em ambiente computacional para simulação da planta implementa as características do módulo fotovoltaico considerando o método de Newton-Raphson, conforme (2.34), (2.35) e (2.36), e os dados de catálogo para cálculo e retorno do erro inerente à planta.

Considerando, portanto, o método explicitado e o modelo comercial Kyocera KC200GT com os quatro pontos de interesse (V_{oc}, I_{sc}, V_{mp}, I_{mp}), as resistências, para o modelo de diodo único, que retornaram um menor erro associado, são iguais a $R_{sh} = 11,9227$ Ω e $R_s = 4,2748$ $m\Omega$. A parametrização foi obtida pelo *Twiddle* considerando o percentual de variação $\xi = 0,3$, o critério de parada $\delta = 10^{-6}$ e os diferenciais de alteração iniciais $\partial K = [10^{-5}, 10^{-3}]\Omega$. As principais especificações do módulo fotovoltaico bem como as características simuladas para as condições de teste padrão (STC), isto é, 25 °C - AM 1.5 e 1000 W/m^2, estão registradas nas Tabelas 2.3 e 2.4, respectivamente.

Tabela 2.3 – Parâmetros do módulo fotovoltaico KC200GT

Parâmetros		**Valor**
Corrente de máxima potência	I_{mp}	$7,61$ A
Tensão de máxima potência	V_{mp}	$26,3$ V
Máxima potência	P_{mp}	$200,143$ W
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	$8,21$ A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	$32,9$ V
Número de células	n_s	54
Coeficiente de temperatura de V_{oc}	β	$-1,23 \times 10^{-1}$ V/K
Coeficiente de temperatura de I_{sc}	α	$3,18 \times 10^{-3}$ A/K

Fonte: Edição do autor, 2023

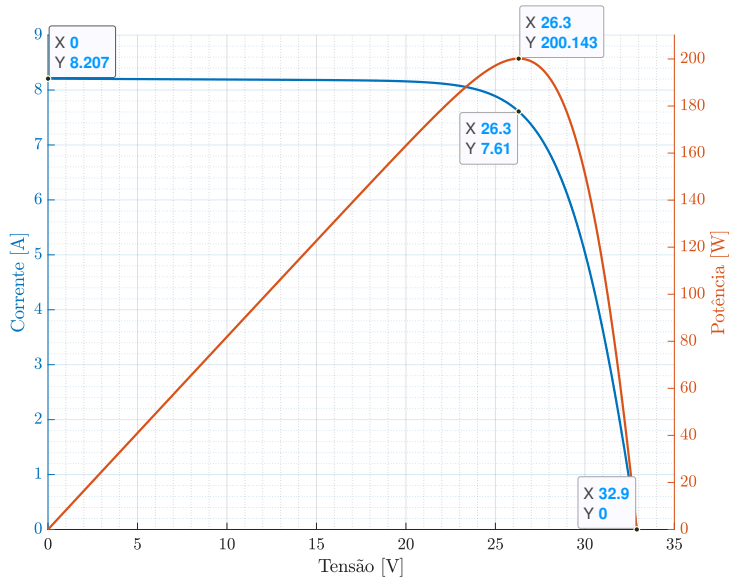
A Figura 2.11 apresenta as curvas IV e PV obtidas para o cenário em questão, destacando as características listadas na Tabela 2.4. Percebe-se que, quando comparados, os quatro pontos retirados do catálogo do fabricante apresentam pequena discrepância apenas na corrente de curto circuito I_{sc} (em torno de $0,04$ %) e erro nulo no ponto de máxima potência considerando as três primeiras casas decimais.

Tabela 2.4 – Parâmetros simulados do módulo fotovoltaico KC200GT

Parâmetros		**Valor**
Corrente de máxima potência	I_{mp}	$7,61$ A
Tensão de máxima potência	V_{mp}	$26,3$ V
Máxima potência	P_{mp}	$200,143$ W
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	$8,207$ A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	$32,9$ V
Corrente de saturação reversa de referência	I_{rr}	$9,7640 \times 10^{-8}$ A
Fotocorrente	I_{PH}	$8,21$ A
Fator de idealidade da junção p-n	η	1,3

Fonte: Edição do autor, 2023

Figura 2.11 – Curvas características IV e PV obtidas a partir da estimação de parâmetros - KC200GT

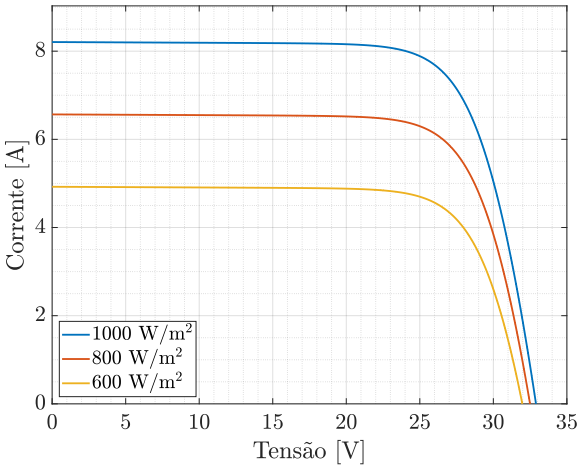


Fonte: Edição do autor, 2022

Sabendo que uma boa reprodução de comportamento do módulo fotovoltaico não se restringe apenas à comparação dos quatro principais pontos utilizados para aplicação do método e que cenários dotados de condições ambientes diversas podem ser de interesse geral, foram realizadas outras simulações.

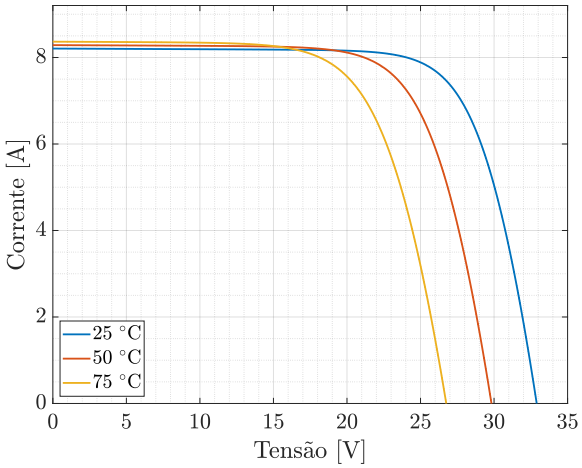
As Figuras 2.12 e 2.13 representam simulações para cenários de variação de irradiação e temperatura, respectivamente. Tanto os valores de irradiação quanto os valores de temperatura foram definidos levando em conta a viabilização de comparações coerentes com outras curvas IV previamente disponibilizadas na literatura técnica.

Figura 2.12 – Curvas IV simuladas para 1000, 800 e 600 W/m^2 e 25 °C



Fonte: Edição do autor, 2022

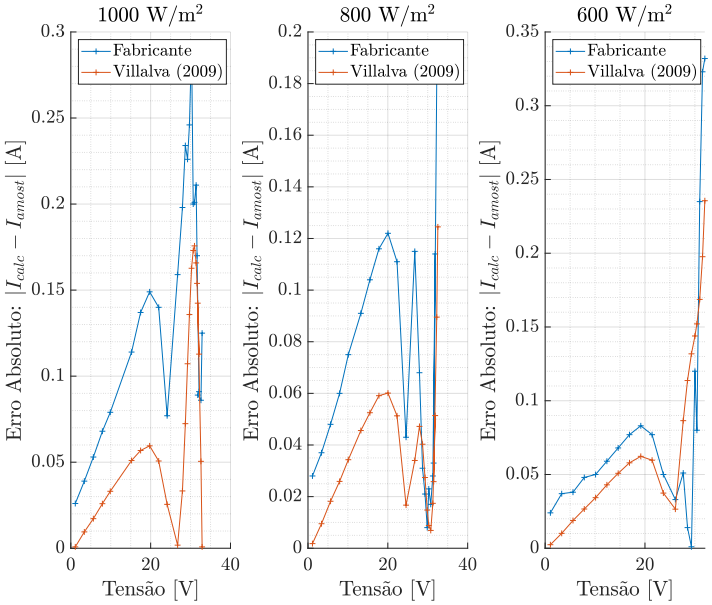
Figura 2.13 – Curvas IV simuladas para temperaturas 25, 50 e 75 °C e irradiação 1000 W/m^2



Fonte: Edição do autor, 2022

A Figura 2.14 registra as curvas de erro absoluto para corrente elétrica resultantes de comparações entre as curvas IV do fabricante e de um modelo publicado na literatura (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) e as curvas IV resultantes da modelagem proposta, registradas na Figura 2.12. Ademais, a Tabela 2.5 detalha estatisticamente os erros obtidos entre os modelos apontados. Ressalta-se que as curvas IV do fabricante foram *amostradas*[1] pelo autor. Os erros em termos percentuais foram calculados a partir da relação estabelecida na Equação (2.37).

Figura 2.14 – Curvas de erro absoluto para irradiações 1000, 800 e 600 W/m^2 e temperatura 25 °C



Fonte: Edição do autor, 2022

[1] WebPlotDigitizer: https://apps.automeris.io

Tabela 2.5 – Detalhamento dos erros absolutos entre o modelo obtido e o fabricante bem como entre o modelo obtido e (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) para os cenários de variação de irradiação

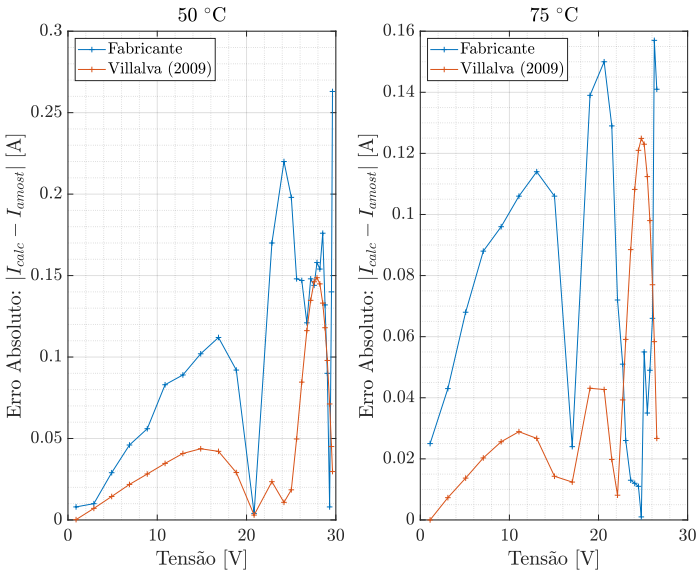
Cenário	**Erro Médio** (A)	**Desvio Padrão** (A)	**Erros** $< 10\%$
	Fabricante		
1000 W/m^2 e 25 °C	$0,14208$	$0,07223$	$91,67\%$
800 W/m^2 e 25 °C	$0,07265$	$0,05241$	$91,30\%$
600 W/m^2 e 25 °C	$0,09000$	$0,09459$	$85,00\%$
	Villalva (2009)		
1000 W/m^2 e 25 °C	$0,07575$	$0,06161$	$100,00\%$
800 W/m^2 e 25 °C	$0,03752$	$0,02858$	$91,30\%$
600 W/m^2 e 25 °C	$0,08299$	$0,06751$	$85,00\%$

Fonte: Edição do autor, 2022

$$|\Delta I(\%)| = \frac{|I_{modelo\ próprio} - I_{modelo\ terceiro}|}{I_{modelo\ terceiro}} \times 100 \tag{2.37}$$

Por outro lado, a Figura 2.15 registra as curvas de erro absoluto para corrente elétrica resultantes de comparações entre as curvas IV do fabricante e de um modelo publicado na literatura (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) e as curvas IV resultantes da modelagem proposta, registradas na Figura 2.13. Por fim, a Tabela 2.6 detalha estatisticamente os erros obtidos entre os modelos apontados pelo autor.

Figura 2.15 – Curvas de erro absoluto para temperaturas 50 e 75 °C e irradiação 1000 W/m^2



Fonte: Edição do autor, 2022

Tabela 2.6 – Detalhamento dos erros absolutos entre o modelo obtido e o fabricante bem como entre o modelo obtido e (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) para os cenários de variação de temperatura

Cenário	**Erro Médio** (A)	**Desvio Padrão** (A)	**Erros** $< 10\%$
Fabricante			
1000 W/m^2 e 25 °C	$0,14208$	$0,07223$	$91,67\%$
1000 W/m^2 e 50 °C	$0,11289$	$0,06786$	$92,59\%$
1000 W/m^2 e 75 °C	$0,07108$	$0,04860$	$92,00\%$
Villalva (2009)			
1000 W/m^2 e 25 °C	$0,07575$	$0,06161$	$100,00\%$
1000 W/m^2 e 50 °C	$0,06067$	$0,05022$	$100,00\%$
1000 W/m^2 e 75 °C	$0,05197$	$0,04186$	$100,00\%$

Fonte: Edição do autor, 2022

3 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

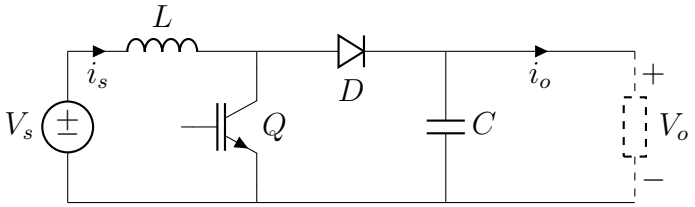
Como equacionado anteriormente, um gerador fotovoltaico opera em função das condições climáticas às quais está submetido. Considerando, portanto, a natureza da curva característica, é de interesse geral garantir que tais geradores sejam operados no ponto de máxima potência. Para alcançar esse objetivo, é comum a utilização de conversores CC-CC controlados por rastreadores de máxima potência (*Maximum Power Point Tracker: MPPT*, do inglês). Desta forma, o presente capítulo estrutura o princípio de funcionamento deste sistema como um todo, além de apresentar resultados simulados baseados nas delimitações propostas.

3.1 VISÃO GERAL SOBRE CONVERSORES CC-CC

Resumidamente, conversores CC-CC são circuitos compostos por elementos semicondutores de potência (diodos e transistores) bem como elementos passivos (indutores, capacitores e transformadores). São capazes de converter uma tensão CC de entrada para diferentes níveis, maiores ou menores, de tensão CC em uma saída regulada (HART, 2016). Idealmente, um conversor CC-CC conserva o montante de energia que circula em seus terminais de entrada.

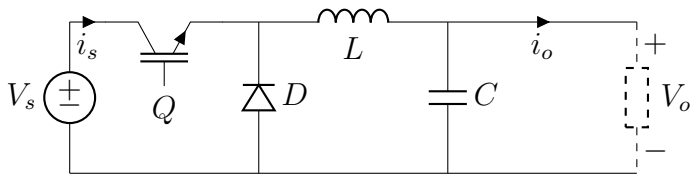
Os conversores CC-CC são comumente agrupados pela capacidade de elevar ou reduzir a tensão CC de entrada, sendo assim classificados como elevadores e abaixadores (ou ambas funções). Os conversores elevadores são capazes de fornecer uma tensão CC em um nível superior ao da tensão de entrada, como é o caso do *boost* na Figura 3.1, enquanto os conversores abaixadores, como o *buck* na Figura 3.2, fornecem uma tensão de saída inferior à tensão de entrada. Ainda, existem conversores que combinam ambas as características de elevação e redução da tensão de entrada, como é o caso do *buck-boost* na Figura 3.3. Essas características são definidas pelos parâmetros do projeto e pelo ponto de operação do conversor.

Figura 3.1 – Topologia do conversor *boost*



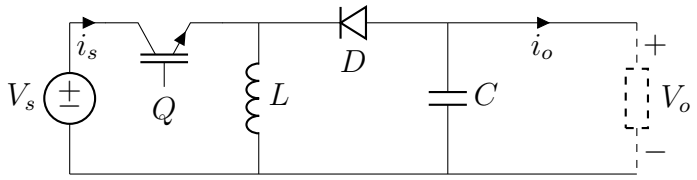
Fonte: Edição do autor, 2023

Figura 3.2 – Topologia do conversor *buck*



Fonte: Edição do autor, 2023

Figura 3.3 – Topologia do conversor *buck-boost*



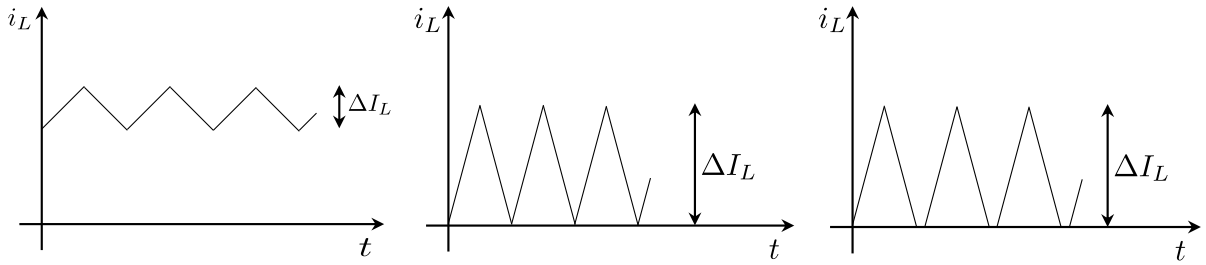
Fonte: Edição do autor, 2023

Um mesmo conversor CC-CC pode conduzir em diferentes modos de operação, estabelecidos em função da continuidade da corrente no indutor que, por sua vez, depende das especificações e dos parâmetros adotados na etapa de dimensionamento. A Figura 3.4 ilustra o comportamento tipicamente observado da corrente que atravessa o indutor de um conversor genérico, a partir do qual se distinguem os modos de condução descritos a seguir:

- Modo de Condução Contínua (MCC): é caracterizado pela ausência de pontos nulos na corrente do indutor, conforme ilustra a Figura 3.4a;
- Modo de Condução Crítica (MCCr): é caracterizado pela anulação instantânea da corrente no indutor ao fim de cada ciclo de comutação, conforme registra a Figura 3.4b;
- Mode de Condução Descontínua (MCD): é caracterizado pela anulação da corrente no indutor durante parte do ciclo de comutação antes de voltar a crescer, conforme ilustra a Figura 3.4c.

Os três modos de condução descritos são fundamentalmente distintos e viáveis. No entanto, em muitas aplicações fotovoltaicas, a preferência é dada ao Modo de Condução Contínua (MCC), devido à observação de menores ondulações e, consequentemente, menores valores eficazes de corrente em comparação com os outros modos (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022). Esses menores valores eficazes são desejados por resultarem em redução das perdas de condução nos conversores práticos, aumentando, assim, o rendimento no processamento da potência. É importante ressaltar que para garantir uma menor ondulação na corrente, é necessária uma maior indutância associada, o que implica no aumento do volume do indutor.

Figura 3.4 – Comportamento típico da corrente que flui através do indutor de um conversor CC-CC genérico



(a) MCC (b) MCCr (c) MCD

Fonte: Edição do autor, 2023

Em linhas gerais, diferentes conversores CC-CC são observados em variadas aplicações com suas respectivas particularidades. Para fins de síntese, considerando os cenários que serão abordados a seguir, apenas o conversor *boost* será exposto e aplicado com maior grau de precisão, dada sua natureza elevadora e as funções de desempenho requeridas.

3.1.1 Conversor *boost*

Em suma, o conversor *boost*, registrado na Figura 3.1, é enquadrado na categoria de conversores elevadores, visto que sua tensão de saída dispõe de maior nível do que sua tensão de entrada. Sua topologia é comumente estabelecida por um indutor L de entrada, um dispositivo semicondutor Q para comutação periódica, um diodo D e um capacitor C para filtragem da tensão de saída. Observa-se que a topologia pode ser obtida a partir do rearranjo dos mesmos elementos constituintes do conversor *buck*, Figura 3.2.

Considerando, então, o comportamento típico do conversor em questão, conforme registra a Figura 3.5, durante um período de comutação T_s, pode-se escrever as Equações (3.1) - (3.9) que relacionam as grandezas conhecidas com parâmetros de projeto dos elementos pertencentes ao conversor (HART, 2016).

$$M_{V_{cc}} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_s}{I_o} = \frac{1}{1-D} \tag{3.1}$$

$$D = \frac{M_{V_{cc}} - 1}{M_{V_{cc}}} \tag{3.2}$$

$$I_{o,mp} = \frac{I_{s,mp}}{M_{V_{cc}}} \tag{3.3}$$

$$R_{cc,min} = \frac{V_o}{I_{o,max}} \tag{3.4}$$

$$\Delta I_{s,max} = \Delta I_{s,max}\% \cdot I_{s,mp} \tag{3.5}$$

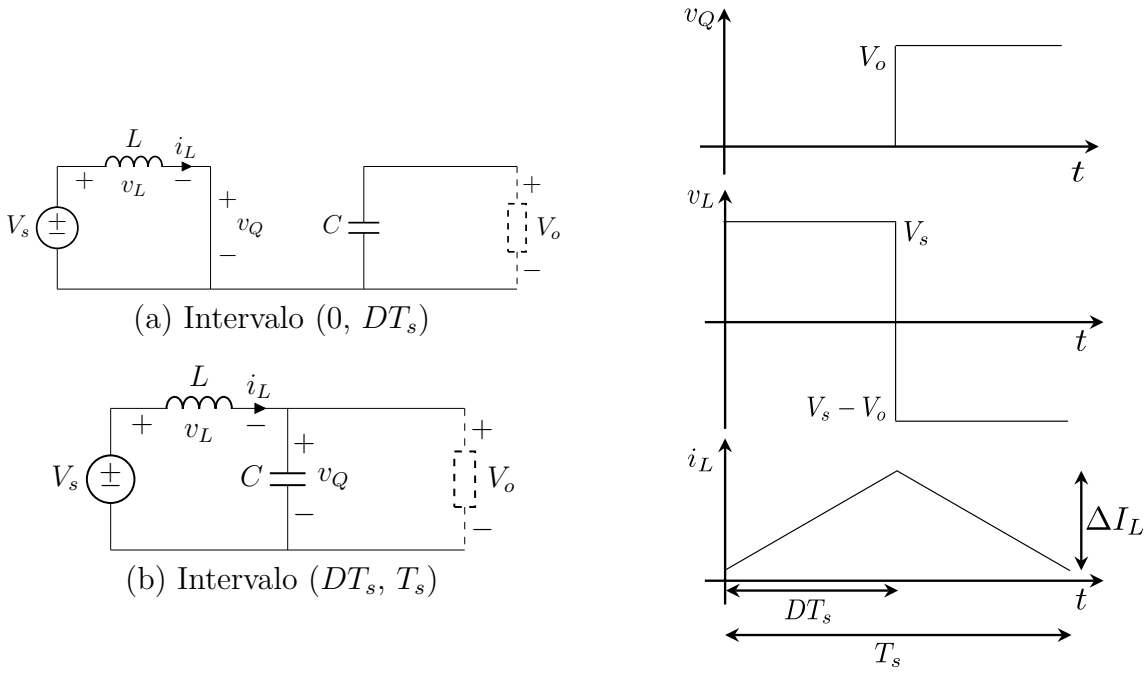
$$\Delta V_{o,max} = \Delta V_{o,max}\% \cdot V_o \tag{3.6}$$

$$L = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_{s,max} \cdot f_s} \tag{3.7}$$

$$C = \frac{I_{o,mp} \cdot D}{\Delta V_{o,max} \cdot f_s} \tag{3.8}$$

$$LimiarOp = \frac{\Delta I_{s,max}}{2} \tag{3.9}$$

Figura 3.5 – Comportamento típico da corrente que flui através do indutor de um conversor CC-CC genérico



(a) Intervalo (0, DT_s)

(b) Intervalo (DT_s, T_s)

(c) Principais formas de onda

Fonte: Edição do autor, 2023

Para fins de comparação, a Tabela 3.1 registra resumidamente as principais características e comportamentos dos três principais conversores CC-CC apresentados anteriormente.

Tabela 3.1 – Comparação entre conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* em MCC, considerando a utilização do filtro LC de entrada

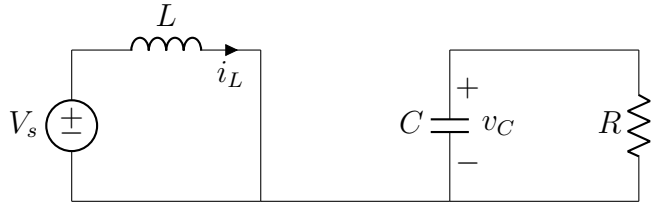
Conversor	**Ganho estático**	**Característica de entrada/saída**	**Tipo de conversor**
buck	D	Fonte de tensão / Fonte de corrente	Abaixador
boost	$\frac{1}{1-D}$	Fonte de corrente / Fonte de tensão	Elevador
buck-boost	$\frac{D}{1-D}$	Fonte de tensão / Fonte de tensão	Abaixador / Elevador

Fonte: Adaptado de (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022)

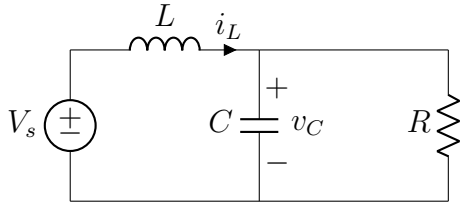
3.1.1.1 Função Transferência do Conversor boost para o Controle de Corrente

Inevitavelmente, ao se abordar a utilização dos conversores e as principais estratégias de controle amplamente divulgadas na literatura, o conhecimento de funções de transferência que modelam a planta de maneira geral é de fato relevante e primordial. Neste sentido, para obtenção da função transferência, decidiu-se empregar a técnica do modelo médio em espaço de estados (BARBI, 2014). Partindo da topologia com componentes ideais e uma carga R conectada à saída, podemos definir os circuitos equivalentes para os intervalos de tempo (0, DT_s) e (DT_s, T_s), como demonstra a Figura 3.6.

Figura 3.6 – Estados topológicos do conversor *boost*



(a) Intervalo (0, DT_s)



(b) Intervalo (DT_s, T_s)

Fonte: Edição do autor, 2023

Dado o primeiro intervalo de tempo, representado na Figura 3.6a, o comportamento do circuito é descrito pelas Equações (3.10) e (3.11).

$$L\frac{di_L}{dt} = V_s \tag{3.10}$$

$$C\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \tag{3.11}$$

Em forma matricial, o comportamento do circuito é representado na Equação (3.12)
.

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s \tag{3.12}$$

Já para o segundo intervalo de tempo, representado na Equação (3.6b), o comportamento do circuito é descrito pelas Equações (3.13) e (3.14).

$$L\frac{di_L}{dt} = V_s - v_C \tag{3.13}$$

$$C\frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R} \tag{3.14}$$

Em forma matricial, o comportamento do circuito é representado na Equação (3.15)
.

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s \tag{3.15}$$

Para o modelo de espaço de estados, é interessante realizar as definições registradas nas Equações (3.16) - (3.22).

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_C} \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -1/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

Pode-se então escrever as Equações (3.23) e (3.24) para os dois estágios topológicos.

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot U \tag{3.23}$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot U \tag{3.24}$$

Multiplicando a Equação (3.23) por D e a Equação (3.24) por $(1 - D)$, obtém-se as Equações (3.25) e (3.26), respectivamente.

$$D \cdot \dot{x} = A_1 \cdot D \cdot x + B_1 \cdot D \cdot U \tag{3.25}$$

$$(1 - D) \cdot \dot{x} = A_2 \cdot (1 - D) \cdot x + B_2 \cdot (1 - D) \cdot U \tag{3.26}$$

Somando as Equações (3.25) e (3.26), obtém-se a Equação (3.27).

$$\dot{x} = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot x + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U \tag{3.27}$$

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \tag{3.28}$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \tag{3.29}$$

Aplicando então as relações estabelecidas nas Equações (3.28) e (3.29) na Equação (3.27), obtém-se a Equação (3.30) na forma matricial composta por duas equações diferenciais lineares de primeira ordem que descrevem o comportamento do conversor para grandezas médias quase instantâneas (BARBI, 2014). A Equação (3.31) apresenta as relações obtidas de maneira expandida.

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot U \tag{3.30}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)/L \\ (1-D)/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s \tag{3.31}$$

Normalmente a dinâmica da corrente no indutor é muito mais rápida que a dinâmica da tensão no capacitor (BARBI, 2014). Por isso, para a obtenção da função transferência para o controle da corrente, vamos admitir que $v_C = V_o$, isto é, um valor constante. Como

consequência, temos que $\frac{dv_C}{dt} = 0$. Em razão disso, podemos escrever a Equação (3.32) a partir da Equação (3.31).

$$L\frac{di_L}{dt} = -V_o(1-D) + V_s \tag{3.32}$$

Introduzindo então as componentes alternadas de pequenas amplitudes $\bar{d}$ e $\bar{i_L}$ em torno do ponto de operação definido por D_o e I_L, pode-se rescrever as relações das grandezas citadas conforme representam as Equações (3.33) e (3.34).

$$i_L = I_L + \bar{i_L} \tag{3.33}$$

$$D = D_o + \bar{d} \tag{3.34}$$

Substituindo as Equações (3.33) e (3.34) na Equação (3.32), obtém-se uma nova relação para a tensão no indutor, conforme registra a Equação (3.35).

$$L\left(\frac{dI_L}{dt} + \frac{d\bar{i_L}}{dt}\right) = -V_o(1-D_o-\bar{d}) + V_s = -V_o(1-D_o) + V_o\bar{d} + V_s \tag{3.35}$$

Sabe-se também que, para valores médios, $L\frac{dI_L}{dt} = 0$ e que $V_s - V_o(1-D_o) = 0$. Portanto, pode-se simplificar as relações e obter a Equação (3.36).

$$L\frac{d\bar{i_L}}{dt} = -V_o(1-D_o) + V_o\bar{d} + V_s = V_o\bar{d} \tag{3.36}$$

Pode-se ainda obter relação equivalente no domínio da frequência de Laplace, conforme registra a Equação (3.37).

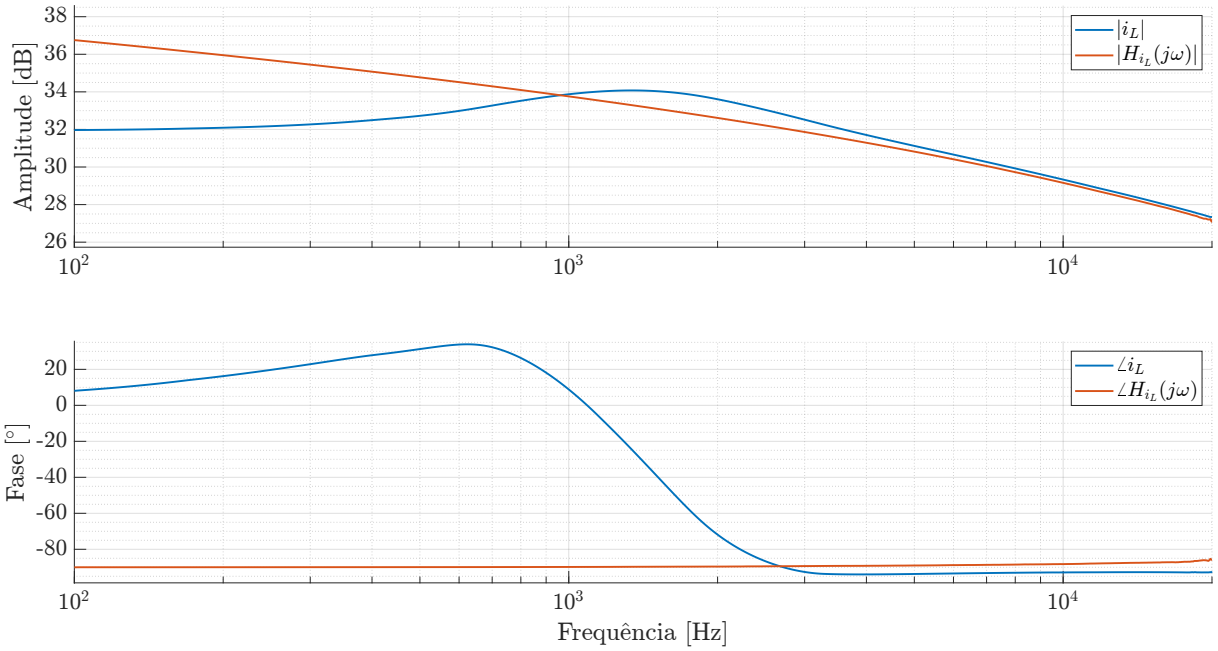
$$sL\bar{i_L}(s) = V_o\bar{d}(s) \tag{3.37}$$

Finalmente, para um conversor *boost* ideal, obtém-se a função transferência para controle de corrente na Equação (3.38).

$$\frac{\bar{i_L}(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V_o}{sL} \tag{3.38}$$

Como forma de validação simples, simula-se o conversor *boost* a partir do PSIM através da funcionalidade *AC Sweep* de modo a obter a resposta em frequência, conforme registro em apêndice nas Figuras A.1 - A.3. A Figura 3.7 registra a resposta em frequência do conversor *boost* a partir de componentes no ambiente de simulação, em azul, bem como a resposta em frequência por modelo médio em espaço de estados registrado na Equação (3.38), em vermelho.

Figura 3.7 – Resultados comparativos simulados entre o modelo médio no espaço de estados e o conversor *boost*



Fonte: Edição do autor, 2023

É claro observar que, em altas frequências, o modelo médio em espaço de estados representa com elevado grau de precisão o funcionamento do conversor *boost*. A diferença em baixas frequências nos leva a concluir que o conversor *boost* não apresenta um polo na origem. Se assim fosse, apenas um controle proporcional seria o suficiente para quesitos de estabilidade. Entretanto, para eventual projeto de controlador de corrente, o que interessa é a frequência de cruzamento de ganho, isto é, a frequência em que a curva se iguala a 0 dB, o modelo em espaço de estados médio pode ser utilizado sem comprometimento relevante.

3.1.1.2 Projeto do controlador PI de corrente

É interessante que um controlador PI seja utilizado com a corrente de referência I_{ref} obtida a partir do MPPT com o intuito de otimizar a resposta em regime permanente e reduzir perturbações. Com o sinal da saída do controlador PI pode-se então fazer uma modulação bem definida. Como se sabe, a Equação (3.39) representa genericamente a função transferência do controlador PI.

$$C_i(s) = K_{p,i} + \frac{K_{i,i}}{s} = \frac{sK_{p,i} + K_{i,i}}{s} = K_{p,i}\frac{(s + {}^{K_{i,i}}/_{K_{p,i}})}{s} = K_{p,i}\frac{(s + z_i)}{s} \tag{3.39}$$

Segundo conhecimentos em Teoria de Controle, entende-se que quanto maior o valor do zero do controlador, mais rápido será o sistema, o que significa menor distorção. Entretanto, ao menos 3 restrições devem ser observadas (SILVA JÚNIOR, 1994):

- a frequência de cruzamento de ganho ω_{cg} deve ser menor que 1/4 da frequência de chaveamento ω_s;
- se o zero estiver acima de ω_{cg}, o cruzamento da curva de ganho pelo zero se dará com inclinação $-40\ dB/década$, o que implica uma Margem de Fase (MF) perigosamente pequena;
- para que a MF não seja menor que 45° o zero deve ser uma década menor que ω_s, em razão da elevação do ganho na região próxima a frequência de chaveamento ω_s provocada pelo efeito de chaveamento na malha de corrente.

Portanto, com dada margem de segurança, adota-se a fração estabelecida na Equação (3.40).

$$\omega_{cg} = \frac{\omega_s}{10} \tag{3.40}$$

Além disso, já se pode definir a posição do zero, conforme registra a Equação (3.41)
.

$$z_i = \frac{\omega_s}{10} \tag{3.41}$$

O valor de $K_{p,i}$, constante proporcional do compensador, é estabelecido de maneira a garantir frequência de cruzamento de ganho especificada na Equação (3.40). Considerando que a tensão de pico da onda triangular de referência e que a realimentação sejam unitárias, a função transferência de malha aberta a ser considerada para os cálculos é dada pela Equação (3.42).

$$\left|K_{p,i}\frac{j\omega_{cg}+z_i}{j\omega_{cg}}\right| \cdot \left|\frac{V_o}{j\omega_{cg}L}\right| = \left|K_{p,i}\frac{j\omega_{cg}+z_i}{j\omega_{cg}}\right| \cdot \left|\frac{K_{planta}}{j\omega_{cg}}\right| = 1 \tag{3.42}$$

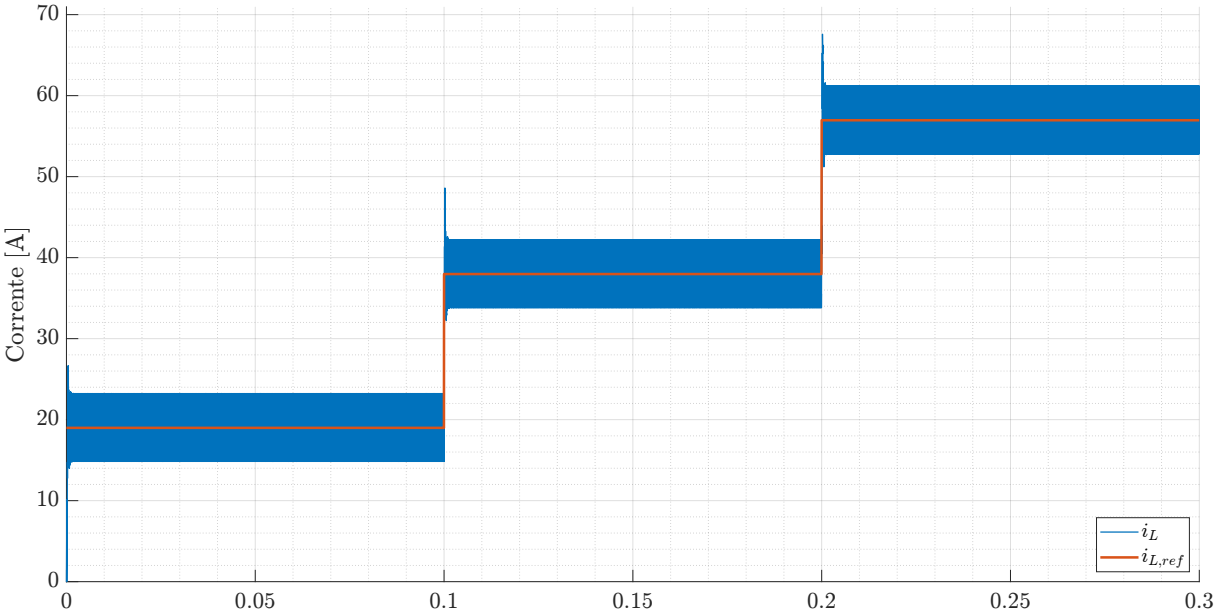
Assim sendo, obtém-se a relação que define o ganho proporcional na Equação (3.43)
.

$$K_{p,i} = \frac{\omega_{cg}^2}{K_{planta}\sqrt{\omega_{cg}^2 + z_i^2}} \tag{3.43}$$

Neste sentido, para fins de teste de desempenho do controlador, obtém-se as curvas de corrente controladas a partir de sinal de referência variável ao longo do tempo, registradas nas Figuras 3.8 - 3.11. O esquema de simulação no PSIM e parâmetros estão registrados em apêndice nas Figuras A.4 - A.6.

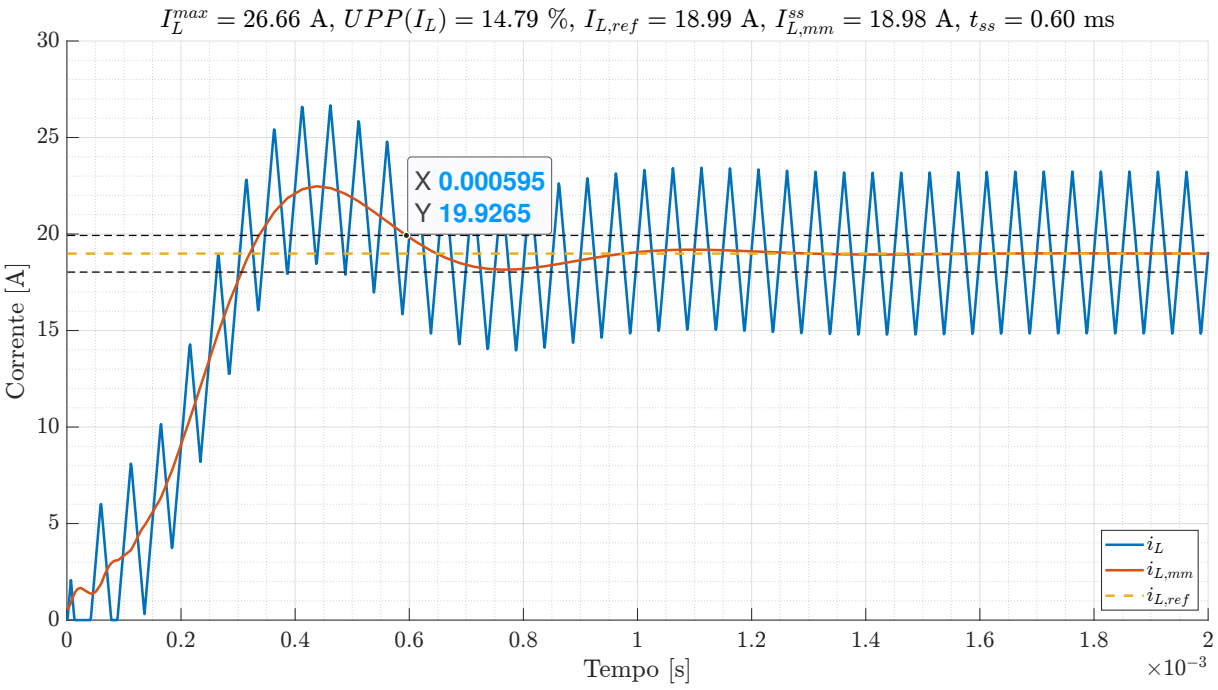
De maneira geral, pode-se destacar que, ao comparar os picos das correntes comutadas no indutor, o máximo sobressinal ultrapassou ligeiramente os 15% para o pior cenário. Ainda, observa-se que, para a curva de média móvel, o tempo de acomodação considerando o critério de 5% não ultrapassou 1 ms para todos os cenários. Não há relevância para os erros de regime permanente considerando os valores médios. Demonstra-se, portanto, a eficácia e robustez, em regimes transitório e permanente, na operação do conversor *boost* a partir do controlador de corrente do tipo PI.

Figura 3.8 – Curva de corrente controlada no indutor i_L em cenário de referência variável



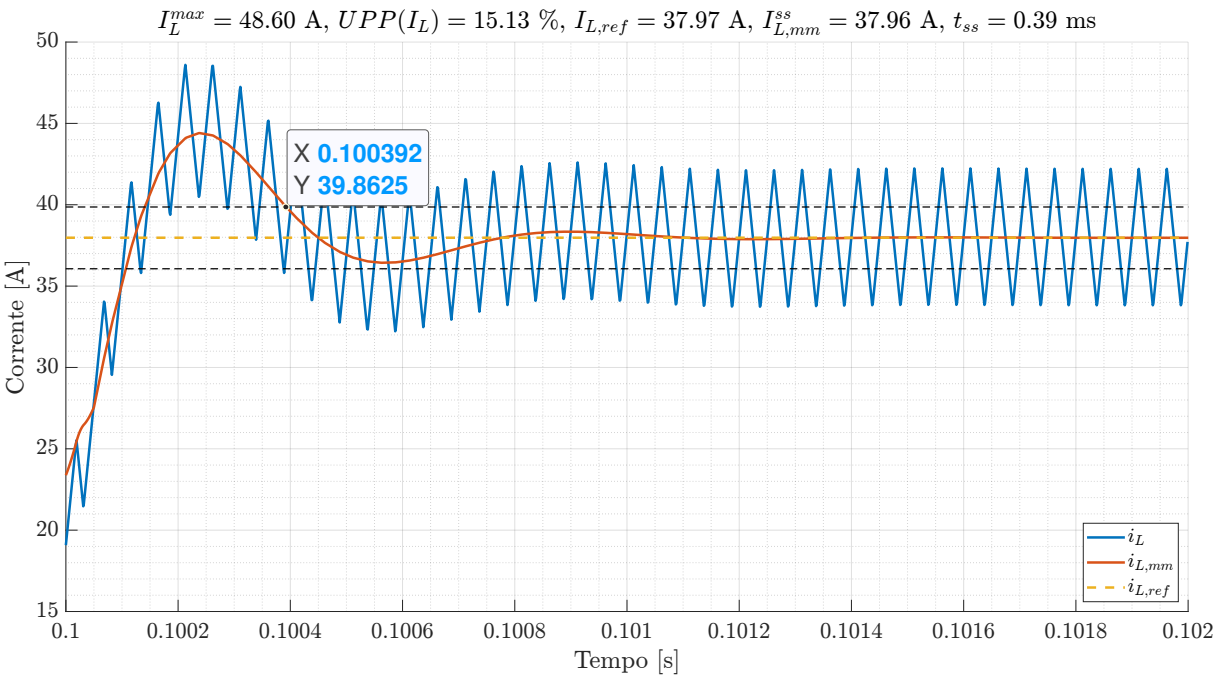
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura 3.9 – Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: $0 < t < 100\ ms$



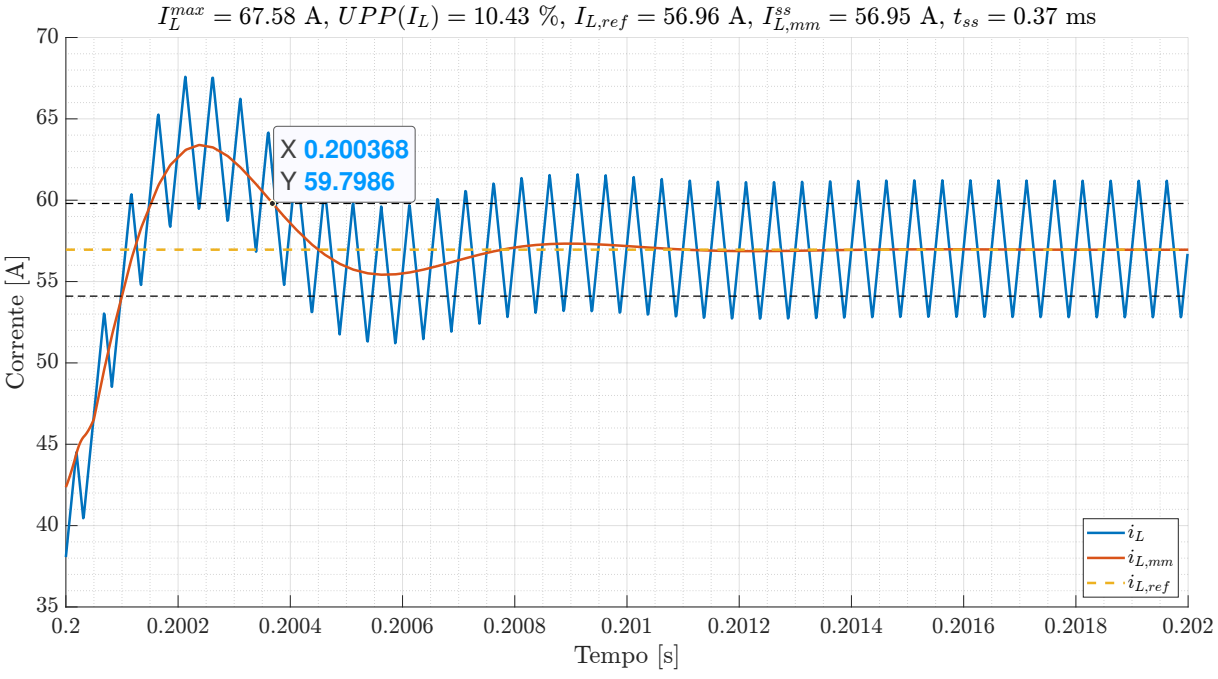
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura 3.10 – Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: 100 $ms < t <$ 200 ms



Fonte: Edição do autor, 2024

Figura 3.11 – Recorte inicial da curva de corrente controlada no indutor i_L: 200 $ms < t <$ 300 ms



Fonte: Edição do autor, 2024

3.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO

De maneira geral, a literatura técnica organiza os algoritmos de rastreamento em três diferentes categorias: indiretos, diretos e baseados em inteligência artificial (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

Os algoritmos indiretos lançam mão de informações prévias dispostas em um sistema de armazenamento, como um banco de dados, acerca da planta fotovoltaica, como valores de tensão, corrente e potência fotogeradas em diversos cenários diferentes de operação.

Na prática, o algoritmo executado pelo microcontrolador recebe entradas de leituras de variáveis do sistema e as compara com os dados armazenados previamente, de modo a estabelecer valores de referência para corrente e tensão. Estes métodos apresentam complicações técnicas e econômicas, uma vez que requerem um sistema de sensoriamento mais robusto para monitoramento e leitura da irradiância solar e da temperatura ambientes.

Por outro lado, os algoritmos diretos não utilizam informações armazenadas, fazendo uso de medições de variáveis do sistema para verificar a localização do ponto de operação em relação ao MPP e promover ações para que convirjam entre si. No geral, algoritmos dessa classe promovem oscilações no sistema, uma vez que o sentido de rastreamento é determinado em tempo real, levando em conta as mensurações realizadas a cada iteração do laço de repetição.

Finalmente, existem ainda os algoritmos mais elaborados, baseados no emprego de técnicas de inteligência artificial. De certa forma, esses algoritmos apresentam similaridade com os métodos diretos, entretanto diferenciam-se pelo suporte de redes neurais artificiais e técnicas de lógica *fuzzy*, o que contribui para o melhor desempenho, principalmente em condições de sombreamento parcial (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022). Como consequência, elevam os requisitos mínimos de capacidade computacional dedicada.

Tendo em vista esta variedade de técnicas disponíveis, opta-se por apresentar sucintamente dois de alguns dos métodos diretos mais difundidos na literatura.

3.2.1 Método perturba e observa

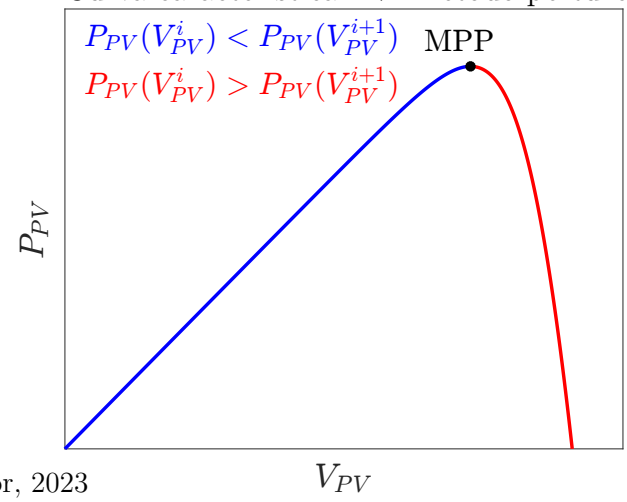
O método perturba e observa (*Perturb and Observe: P&O*, do inglês) é comumente empregado em publicações, caracterizando-se como uma das primeiras técnicas a utilizar a leitura simultânea da tensão e corrente fotogeradas. Resumidamente, o presente método consiste em um processo iterativo baseado na relação de causa e consequência entre a aplicação de perturbações na tensão ou corrente de saída e a observação das variações da potência fotogerada (T. ESRAM; CHAPMAN, 2007). A observação de uma curva PV qualquer, como a representada na Figura 3.12, a partir da divisão entre regiões à esquerda e à direita do ponto de máxima potência, permite concluir que:

- Quando o ponto de operação está localizado à esquerda do ponto de máxima potência, incrementos de tensão resultam em aumento da potência fotogerada, enquanto que decrementos de tensão levam à redução da potência fotogerada.

- Quando o ponto de operação está localizado à direita do ponto de máxima potência, incrementos de tensão resultam em redução da potência fotogerada, enquanto que decrementos de tensão conduzem à elevação da potência fotogerada.

Neste sentido, observando as variações de tensão e potência, é possível direcionar as perturbações na tensão da planta fotovoltaica de modo que o ponto de operação se posicione no ponto de máxima potência.

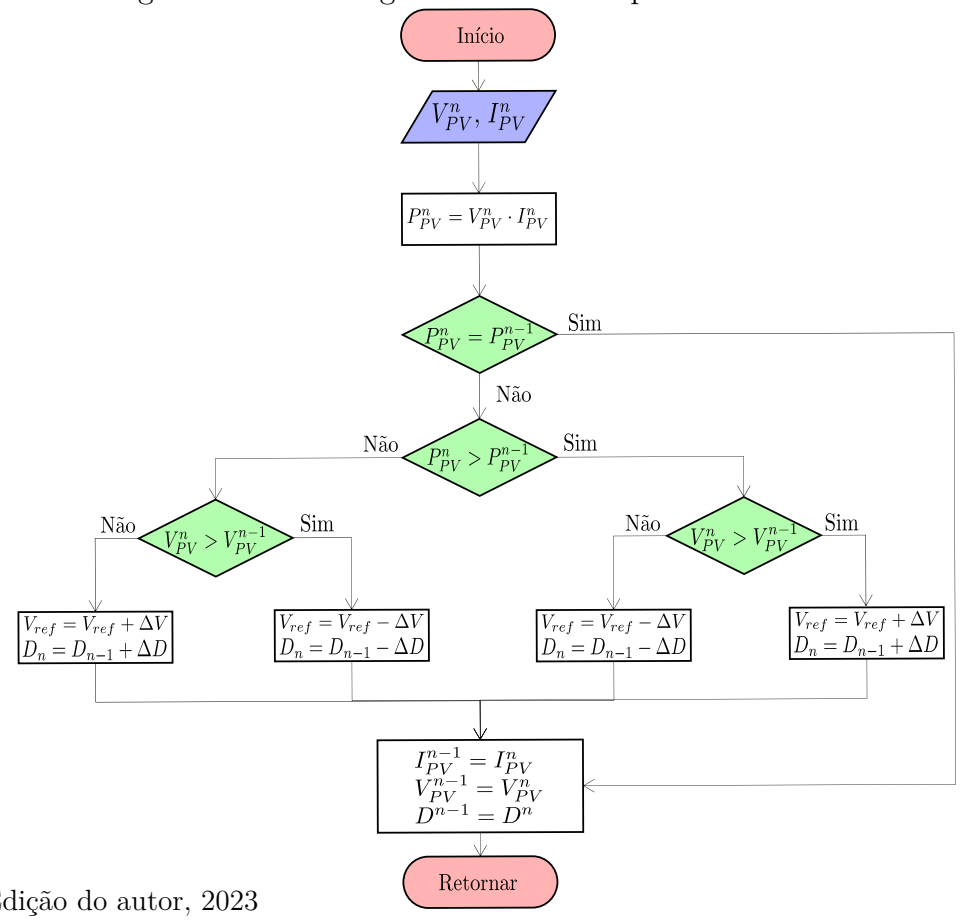
Figura 3.12 – Curva característica PV: Método perturba e observa



Fonte: Edição do autor, 2023

A Figura 3.13 registra o algoritmo P&O em formato de fluxograma. Sua execução ocorre de forma iterativa, sendo necessário o conhecimento das grandezas na iteração atual (n) e da iteração imediatamente anterior $(n-1)$. Inicialmente há a coleta das mensurações de tensão V_{PV}^{n} e corrente I_{PV}^{n}, o que, indiretamente, nos permite definir o valor da potência fotogerada P_{PV}^{n}. A partir desses valores e daqueles armazenados na iteração anterior, o algoritmo tem a capacidade de decidir se o valor de tensão de referência V_{ref} deve ser incrementado ou decrementado. Na prática, o algoritmo promove a alteração da razão cíclica D do conversor CC-CC estabelecido na planta fotovoltaica, de modo que o ponto de operação se desloque sobre a curva PV em direção do ponto de máxima potência. Em suma, se a potência gerada na iteração atual é maior que da iteração anterior $(P_{PV}^{n} > P_{PV}^{n-1})$, a atuação na razão cíclica da iteração atual deve se manter no mesmo sentido da iteração anterior. De outro modo, se a potência gerada na iteração atual é menor que da iteração anterior $(P_{PV}^{n} < P_{PV}^{n-1})$, a atuação na razão cíclica da iteração atual deve se opor àquela aplicada na iteração anterior.

Figura 3.13 – Fluxograma do método perturba e observa

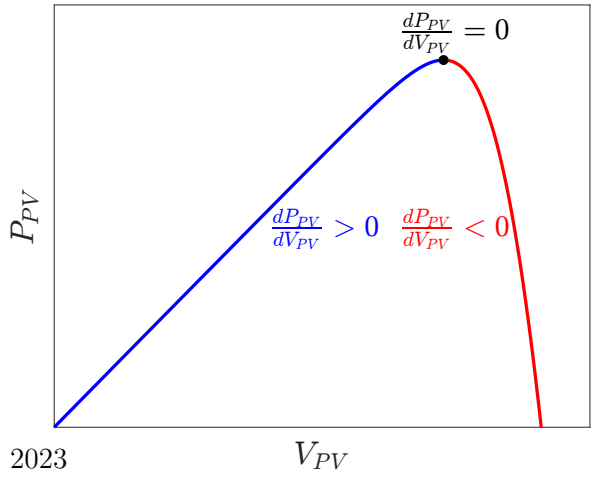


Fonte: Edição do autor, 2023

3.2.2 Método da condutância incremental

O método da condutância incremental (*Incremental Conductance: INC*, do inglês) fundamenta-se no fato de a derivada da potência em relação à tensão ser positiva ($^{dP_{PV}}/_{dV_{PV}} > 0$) à esquerda do ponto de máxima potência, negativa à direita ($^{dP_{PV}}/_{dV_{PV}} < 0$) e exatamente nula ($^{dP_{PV}}/_{dV_{PV}} = 0$) no ponto de máxima potência (T. ESRAM; CHAPMAN, 2007), conforme pode ser observado na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Curva característica PV: Método da condutância incremental



Fonte: Edição do autor, 2023

Assim sendo, é possível utilizar informações extraídas do cálculo de $^{dP_{PV}}/_{dV_{PV}}$ para definir a posição do ponto de operação em relação ao de máxima potência e, então, alterar a razão cíclica D para que se busque a convergência entre ambos os valores.

O cálculo de $^{dP_{PV}}/_{dV_{PV}}$ é função de leituras tanto da tensão V_{PV} quanto da corrente I_{PV}, conforme registra a Equação (3.44).

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d}{dV_{PV}}(V_{PV}I_{PV}) \tag{3.44}$$

Como demonstrado na Equação (2.29), é possível estabelecer uma interdependência entre as grandezas V_{PV} e I_{PV}, de modo que a devida solução da Equação (3.44) não pode, terminantemente, considerar a corrente I_{PV} como uma constante na derivação. Neste caso, aplicando a regra do produto em derivadas, obtém-se a Equação (3.45).

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV}\frac{dV_{PV}}{dV_{PV}} + V_{PV}\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV}\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \tag{3.45}$$

Considerando ainda a natureza dos processos iterativos, é comum representar a a Equação (3.45) em tempo discreto, conforme registra a Equação (3.46).

$$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}} = I_{PV}^{n} + V_{PV}^{n}\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \tag{3.46}$$

Analisando, portanto, a Equação (3.46), verifica-se que a presença do termo $^{\Delta I_{PV}}/_{\Delta V_{PV}}$ representa um incremento de condutância ($G = {}^{1}/_{R}$), justificando a nomenclatura adotada para o método em questão, cujo fluxograma é ilustrado na Figura 3.15 e da qual a lógica utilizada para decisão é fundamentada pelas Equações (3.47) - (3.49).

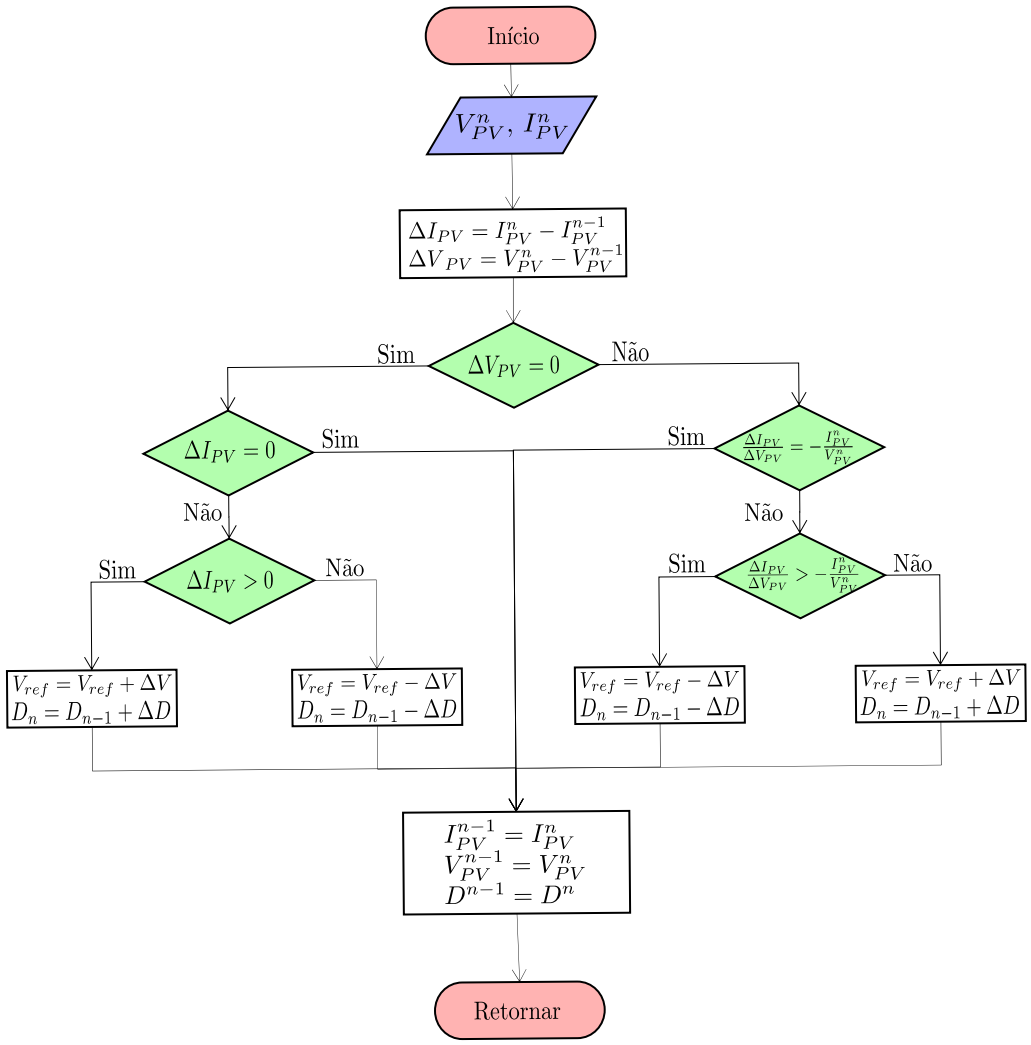
$$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}} > 0 \quad \longrightarrow \quad \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > -\frac{I_{PV}^{n}}{V_{PV}^{n}} \tag{3.47}$$

$$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}} < 0 \quad \longrightarrow \quad \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < -\frac{I_{PV}^{n}}{V_{PV}^{n}} \tag{3.48}$$

$$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}} = 0 \quad \longrightarrow \quad \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = -\frac{I_{PV}^{n}}{V_{PV}^{n}} \tag{3.49}$$

Vale ressaltar que os métodos P&O e INC também podem atuar com referência de corrente. Neste caso, faz-se o controle a partir da corrente de entrada do conversor. No entanto, é importante considerar que a corrente tem maior impacto das variações de irradiância do que a tensão, configurando uma preocupação relevante no desempenho dos algoritmos. Obviamente, não há impacto significativo em ambientes de simulação que não levam em conta estes fatores variantes.

Figura 3.15 – Fluxograma do método da condutância incremental



Fonte: Edição do autor, 2023

3.3 ESTUDO DE CASO: PROJETO E SIMULAÇÃO

3.3.1 Projeto

Tendo em vista a disponibilidade de módulos fotovoltaicos nas instalações do LabSolar (UFJF) em eventuais comparações, adota-se o modelo comercial multi-cristalino SX 120 da BP Solar. As principais características estão descritas na Tabela 3.2, conforme consulta ao catálogo.

Tabela 3.2 – Parâmetros do módulo fotovoltaico SX 120

Parâmetros		**Valor**
Potência Nominal Máxima	P_{mp}	$119,97$ W
Tensão de Máxima Potência	V_{mp}	$33,70$ V
Corrente de Máxima Potência	I_{mp}	$3,56$ A
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	$42,10$ V
Corrente de Curto Circuito	I_{sc}	$3,87$ A
Número de Células Por Módulo	N_s	72
Temperatura Nominal de Operação	$NOCT$	47 ± 2 °C
Coeficiente de Temperatura da V_{oc}	β_t	$-(160 \pm 0,015)$ mV/°C
Coeficiente de Temperatura da I_{sc}	α_t	$(0,065 \pm 0,015)$ %/°C
Coeficiente da Temperatura da P_{max}	γ_t	$-(0,5 \pm 0,05)$ %/°C

Considerando um cenário de geração máxima de potência superior à 10 kW e área ocupada pelos painéis solares próxima à 100 m^2, propõe-se um arranjo fotovoltaico dotado de 16 painéis em paralelo e 6 painéis em série, totalizando 96 módulos fotovoltaicos. A Tabela 3.3 registra as grandezas do arranjo proposto.

Tabela 3.3 – Parâmetros do arranjo fotovoltaico 16 × 6

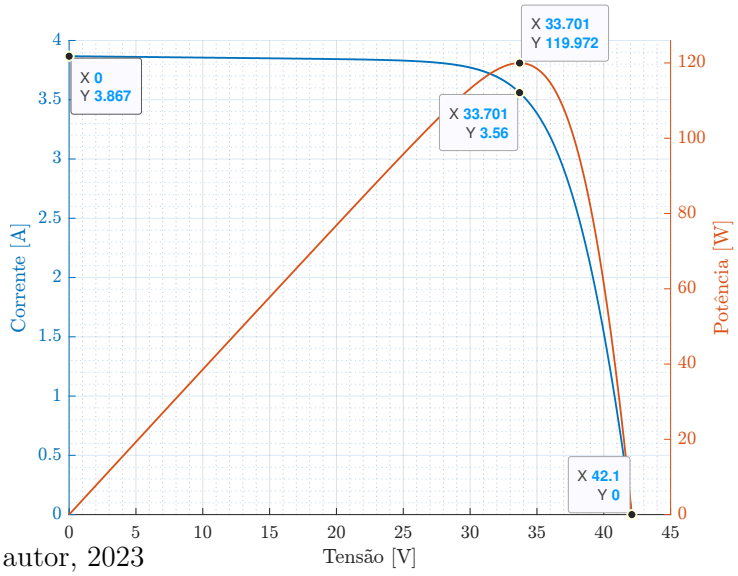
Parâmetros		**Valor**
Potência Nominal Máxima	P_{mp}	$11,52$ kW
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	$252,60$ V
Tensão de Máxima Potência	V_{mp}	$202,20$ V
Corrente de Máxima Potência	I_{mp}	$56,96$ A

Considerando, portanto, o método explicitado na **Seção 2.5** e os quatro pontos de interesse (V_{oc}, I_{sc}, V_{mp}, I_{mp}) do modelo comercial em questão, as resistências que retornaram um menor erro associado são iguais a $R_{sh} = 11,7442$ Ω e $R_s = 7,8345$ $m\Omega$. A parametrização foi obtida pelo *Twiddle* considerando o percentual de variação $\xi = 0,3$, o critério de parada $\delta = 10^{-6}$ e os diferenciais de alteração iniciais $\partial K = [10^{-5}, 10^{-3}]\Omega$. As principais especificações do modelo obtido para as condições de teste padrão (STC), isto é, 25 °C - AM 1.5 e 1000 W/m^2, estão registradas na Tabela 3.4. A Figura 3.16 registra a curva simulada para o cenário e modelo em questão.

Tabela 3.4 – Parâmetros simulados do módulo fotovoltaico SX120

Parâmetros		**Valor**
Corrente de máxima potência	I_{mp}	$3,560$ A
Tensão de máxima potência	V_{mp}	$33,701$ V
Máxima potência	P_{mp}	$119,972$ W
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	$3,867$ A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	$42,100$ V
Corrente de saturação reversa de referência	I_{rr}	$9,531 \times 10^{-8}$ A
Fotocorrente	I_{PH}	$3,870$ A
Fator de idealidade da junção *p-n*	η	1,3

Figura 3.16 – Curvas características IV e PV obtidas a partir da estimação de parâmetros - SX120



Fonte: Edição do autor, 2023

Sendo assim, a partir das considerações e delimitações propostas ao longo das **Seções 3.1** e **3.2** acerca do rastreamento da máxima potência através do conversor CC-CC *boost*, pode-se, então, definir os valores dos principais parâmetros e componentes envolvidos, conforme registra a Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT

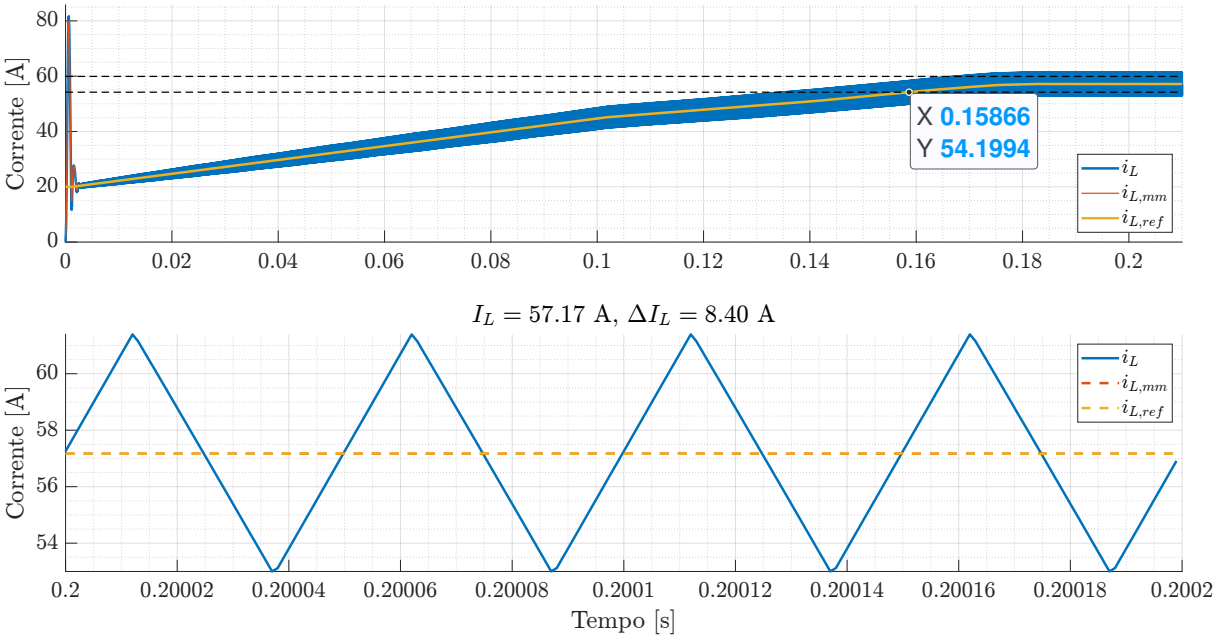
Parâmetros		**Valor**
Conversor *boost*		
Tensão de Entrada	V_s	$202,20$ V
Tensão de Saída	V_{DC}	$400,00$ V
Ganho Estático	$M_{V_{DC}}$	$1,98$ V/V
Corrente Máxima de Entrada	$I_{s,mp}$	$56,96$ A
Potência Máxima de Saída	P_{mp}	$11,52$ kW
Frequência de Chaveamento	f_s	20 kHz
Variação Máxima da Tensão de Saída	$\Delta V_{o,max}\%$	1 %
Variação Máxima da Corrente de Entrada	$\Delta I_{s,max}\%$	15 %
Razão Cíclica	D	$0,49$
Corrente Máxima de Saída	$I_{o,mp}$	$28,79$ A
Variação Máxima da Corrente de Entrada	$\Delta I_{s,max}$	$8,54$ A
Variação Máxima da Tensão de Saída	$\Delta V_{o,max}$	$4,00$ V
Indutor de Entrada	L	$0,59$ mH
Capacitor de Saída	C	$177,98$ μF
Resistor de Saída (Carga)	R	$13,89$ Ω
Controlador PI		
Constante Proporcional	K_p	$0,013$
Constante de Tempo	τ	$79,58$ μs
MPPT (P&O)		
Diferencial de Corrente	ΔI	10 mA
Início da Atuação	T_{ini}	1 ms
Corrente de Referência Inicial	$I_{ref,ini}$	20 A

3.3.2 Simulação e Resultados

As Figuras A.7 - A.9 registram o esquema de ligação e parâmetros de simulação no PSIM. Ainda, as modelagens empregadas nos blocos de linguagem C estão registradas nas Rotinas B.1 e B.2.

A Figura 3.17 registra a corrente no indutor de entrada i_L, dispondo de valor médio igual a $I_L = 57,17$ A ($\Delta I_L = 8,40$ A) em regime permanente. A corrente de entrada alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 158 ms. Para a presente grandeza bem como as seguintes, a funcionalidade nativa do MATLAB foi considerada para cálculos de referência em regime permanente em termos de média móvel[1].

Figura 3.17 – Conversor *boost*: Corrente de entrada i_L

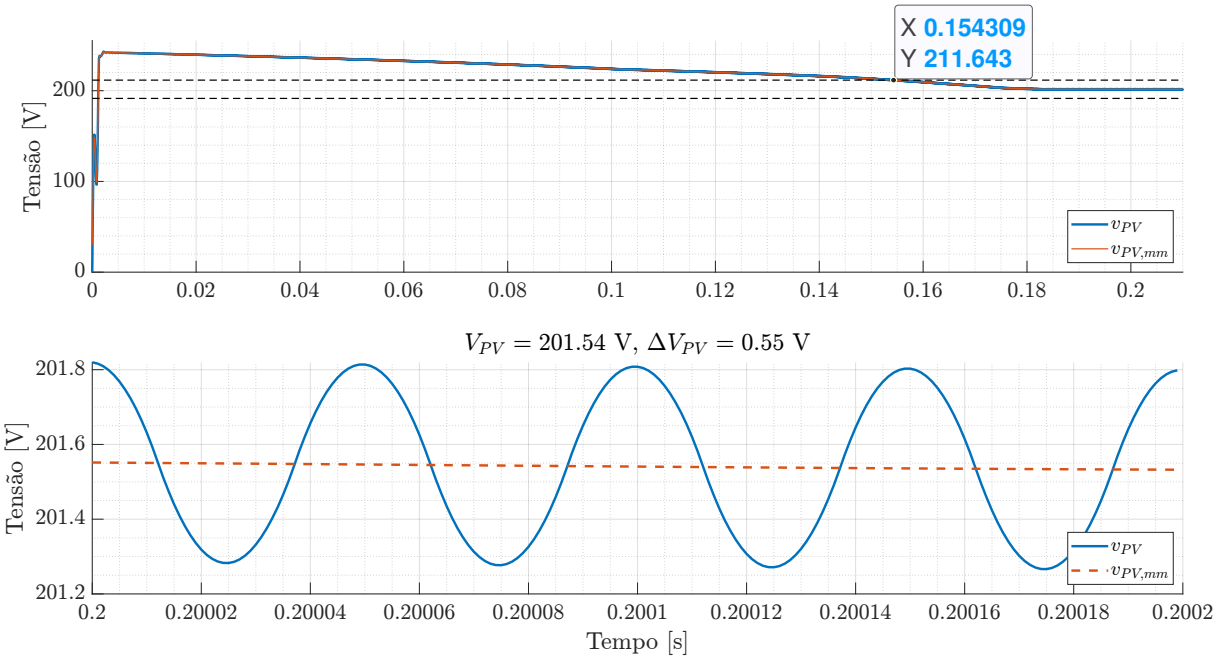


Fonte: Edição do autor, 2023

A Figura 3.18 registra a tensão de entrada v_{PV}, dispondo de valor médio igual a $V_{PV} = 201,54$ V ($\Delta V_{PV} = 0,55$ V) em regime permanente. A tensão de entrada alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 154 ms.

[1] *Moving mean*: https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/movmean.html

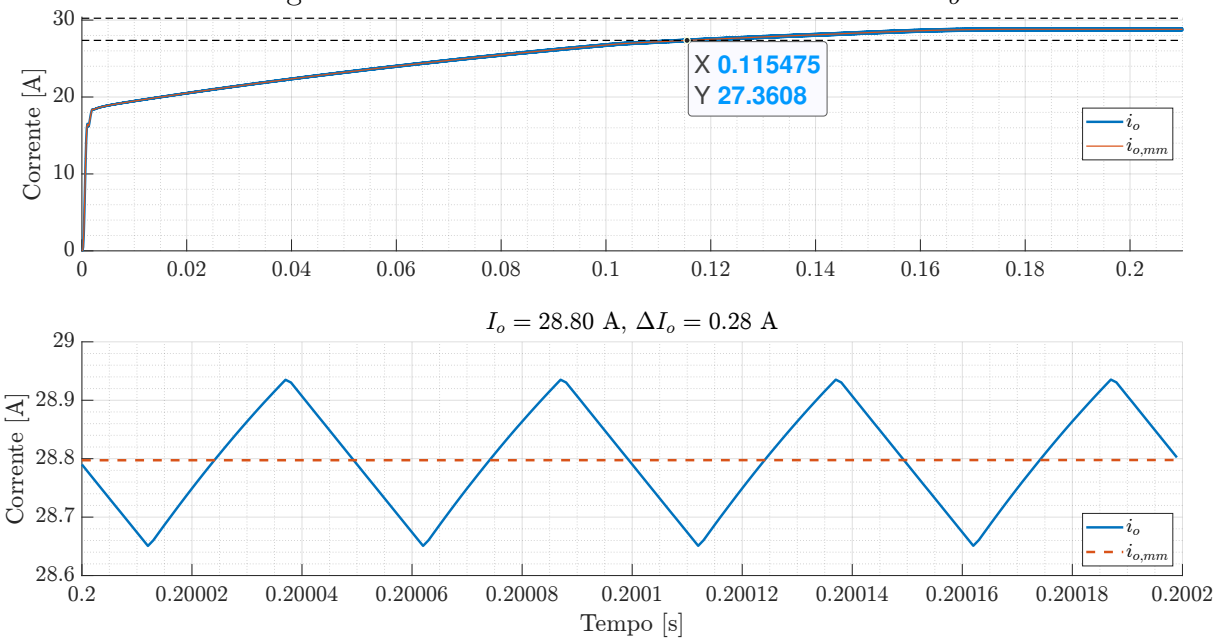
Figura 3.18 – Conversor *boost*: Tensão de entrada v_{PV}



Fonte: Edição do autor, 2023

A Figura 3.19 registra a corrente de saída i_o, dispondo de valor médio igual a $I_o = 28,80$ A ($\Delta I_o = 0,28$ A) em regime permanente. A corrente de saída alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 115 ms.

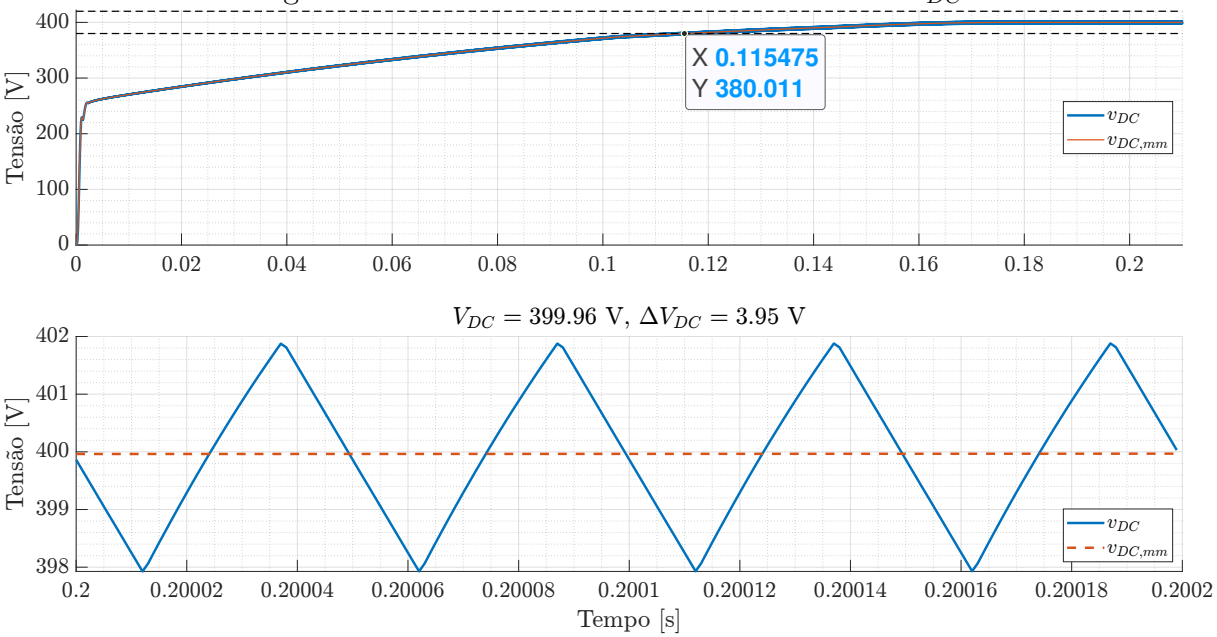
Figura 3.19 – Conversor *boost*: Corrente de saída i_o



Fonte: Edição do autor, 2023

A Figura 3.20 registra a tensão no capacitor de saída v_{DC}, dispondo de valor médio igual a $V_{DC} = 399,96$ V ($\Delta V_{DC} = 3,95$ V) em regime permanente. A tensão de saída alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 115 ms.

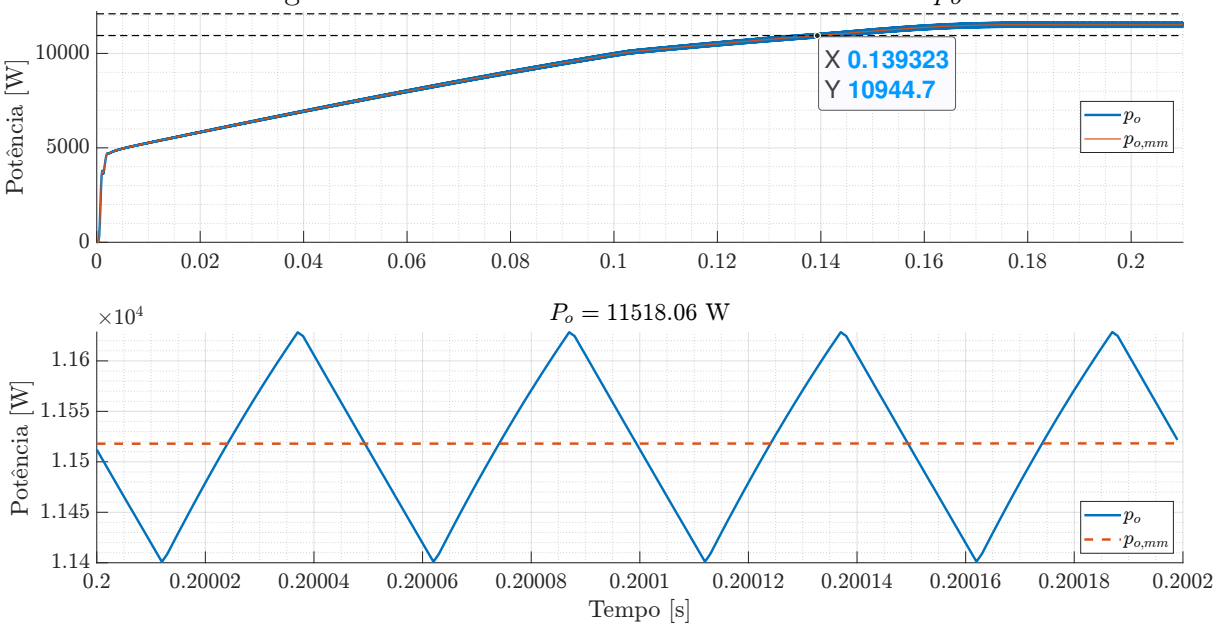
Figura 3.20 – Conversor *boost*: Tensão de saída v_{DC}



Fonte: Edição do autor, 2023

A Figura 3.21 registra a potência de saída p_o, dispondo de valor médio igual a $P_o = 11518,06$ W em regime permanente. A potência de saída alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 140 ms.

Figura 3.21 – Conversor *boost*: Potência de saída p_o



Fonte: Edição do autor, 2023

4 INVERSORES APLICADOS AO APROVEITAMENTO FOTOVOLTAICO

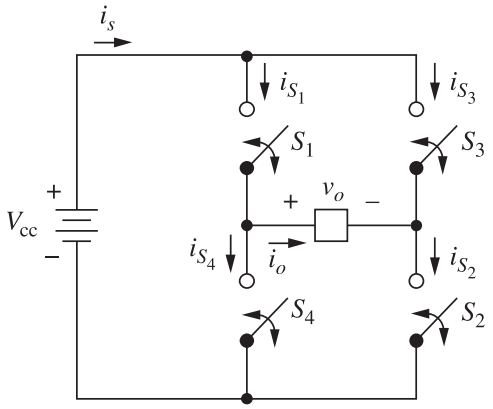
Os inversores são circuitos que convertem corrente contínua em corrente alternada. Mais especificamente, fazem a transferência do fluxo de potência de uma fonte de corrente contínua solicitada por uma carga em corrente alternada. A utilização destes conversores CC-CA é de grande importância em cenários em que apenas fontes de alimentação CC estão disponíveis. Aplicações clássicas dos inversores podem ser observadas nos ajustes de velocidade de motores CA, fontes de alimentação ininterrupta - UPS (popularmente conhecidos como *no-breaks*) e alimentação de aparelhos CA a partir de baterias frequentemente utilizadas em carros. Obviamente, a natureza contínua dos geradores fotovoltaicos condicionam os inversores em posição essencial no aproveitamento fotovoltaico para cargas isoladas ou conectadas à rede elétrica, sendo, portanto, tema central do presente capítulo.

4.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

4.1.1 Inversores de ponte completa

O circuito apresentado na Figura 4.1 corresponde ao inversor de ponte completa. Neste arranjo, uma tensão CA de saída v_o pode ser obtida por uma adequada sequência de acionamentos dos interruptores S.

Figura 4.1 – Conversor básico CC-CA e forma de onda da tensão de saída v_o



Fonte: (HART, 2016)

Pode-se obter valores de V_{cc}, $-V_{cc}$ ou nulo na tensão de saída v_o. Todas as combinações de comutação dos interruptores S estão representadas na Tabela 4.1.

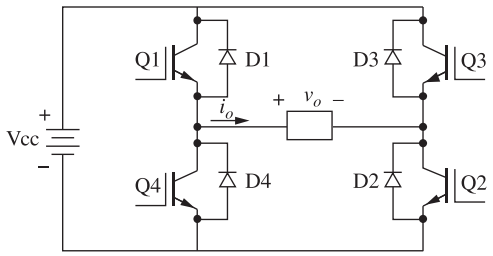
Tabela 4.1 – Comutações possíveis do inversor de ponte completa

Interruptores fechados	Tensão de saída (v_o)
S_1 e S_2	$+V_{cc}$
S_3 e S_4	$-V_{cc}$
S_1 e S_3	0
S_2 e S_4	0

Fonte: Adaptado de (HART, 2016)

É claro observar que os pares de interruptores S_1, S_4 e S_2, S_3 não devem estar acionadas ao mesmo tempo, uma vez que tal comutação implicaria em um curto circuito na fonte de alimentação. Além disso, sabe-se que comutações reais não ocorrem instantaneamente. Logo, os tempos de transição de comutação devem ser considerados no controle dos interruptores. O tempo permitido para comutação é denominado de tempo branco ou tempo morto. A Figura 4.2 mostra um inversor em ponte completa com os interruptores sendo implementados com transistores bipolares com porta isolada (IGBTs) e diodos de regeneração.

Figura 4.2 – Inversor em ponte completa utilizando IGBTs



Fonte: (HART, 2016)

4.1.2 Distorção harmônica total (DHT)

É sempre de interesse geral descrever propriedades das formas de onda de tensão e corrente. Entretanto, nem sempre as grandezas de interesse são puramente senoidais. Para tais situações é de grande valia expressar a propriedade em termos da distorção harmônica total (DHT), definida na Equação (4.1).

$$\text{DHT} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,rms}^2}}{I_{1,rms}} = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2}}{I_{1,rms}} \tag{4.1}$$

A distorção harmônica total da tensão é determinada pela substituição da tensão pela tensão na Equação (4.1). A DHT da corrente na carga é sempre de maior interesse do que a da tensão de saída. A definição do DHT é baseada nas séries de Fourier, o que proporciona resoluções com certas vantagens para obtenção do DHT. Por efeitos práticos, resume-se o cálculo do DHT como a soma de apenas os primeiros termos da série, visto que as amplitudes de harmônicas superiores não fornecem contribuição significativa. A Equação (4.2) escrita nos moldes da série de Fourier descreve uma tensão de onda quadrada, recorrente nos estudos de inversores.

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_{cc}\ \text{sen}\, n\omega_0 t}{n\pi} \tag{4.2}$$

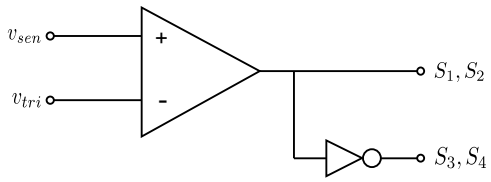
4.1.3 Saída modulada por largura de pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso (PWM) proporciona uma alternativa, com devidas filtragens, para diminuição da distorção harmônica total da corrente na carga. A saída de um PWM sem filtragem terá uma DHT relativamente alta. Entretanto, as harmônicas serão em altas frequências, facilitando a filtragem. Com o PWM, permite-se o controle da amplitude da tensão na saída através da modulação das formas de onda.

Como principais vantagens da utilização tem-se a redução dos requisitos de filtro para diminuição de harmônicos e controle da amplitude na tensão de saída. Já as desvantagens resumem-se no fato de controle mais complexos para comutação e aumento de perdas devido à comutação mais frequente (HART, 2016).

De maneira geral, o controle de comutação com PWM apresenta dois requisitos: um sinal senoidal de referência, algumas vezes chamado de modulação ou sinal de controle e um sinal portador (também chamado de transmissor), que se resume em uma onda triangular que controla a frequência de comutação. A comparação entre essas duas ondas pode ser feita pelo circuito com amplificador operacional registrado na Figura 4.3 considerando as saídas para um inversor em ponte completa da Figura 4.1.

Figura 4.3 – Geração dos sinais de comando para o inversor



Fonte: Edição do autor, 2024

O esquema de comutação para PWM pode ser feito ou de forma unipolar, em que a saída é comutada de valor alto para zero ou de valor baixo para zero, ou de forma bipolar, em que a saída alterna entre o valor alto e o valor baixo da tensão de alimentação (HART, 2016). O presente estudo será dirigido a partir da comutação unipolar.

4.1.4 Taxa de modulação em frequência (m_f)

Nas séries de Fourier, a tensão na saída tem frequência fundamental ω_0 igual à frequência do sinal senoidal de referência. Em algumas ocasiões as magnitudes das harmônicas são muito maiores até mesmo que a magnitude da fundamental. Contudo, para escape, tais harmônicas se localizam em altas frequências e podem ser resolvidas com o simples uso de um filtro passa baixa. A taxa de modulação da frequência m_f, Equação (4.3), é dada pela razão das frequências dos sinais da portadora e de referência.

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \tag{4.3}$$

Quando aumenta-se a frequência da portadora (consequentemente aumento de m_f), aumenta-se também a ocorrência de harmônicas na saída. Este resultado não é desejado, visto que altas frequências de comutação proporcionam maiores perdas nos interruptores utilizadas para implementação do inversor (HART, 2016).

4.1.5 Taxa de modulação em amplitude (m_a)

É definida como a razão das amplitudes dos sinais de referência e da portadora, conforme registra a Equação (4.4).

$$m_a = \frac{V_{m,\ referencia}}{V_{m,\ portadora}} = \frac{V_{m,\ sen}}{V_{m,\ tri}} \tag{4.4}$$

Se $m_a \leq 1$, a amplitude da frequência fundamental da tensão de saída V_1 é linearmente proporcional a m_a, isto é, $V_1 = m_a V_{cc}$. Se $m_a > 1$, a amplitude da tensão de saída aumenta de modo não linear (HART, 2016). Tais resultados são importantes pois, além de possibilitar a variação da amplitude da tensão de saída, permite-se ajustar m_a para compensar as variações na tensão de alimentação CC, produzindo uma amplitude máxima constante na tensão de saída.

4.1.6 Interruptores

Os interruptores no circuito em ponte completa devem ser capazes de conduzir a corrente da carga nos dois sentidos para a modulação por largura de pulso (HART, 2016). Os diodos de regeneração se fazem cruciais nesse aspecto, conforme registrado na Figura 4.2. Além disso, como já conhecido, os interruptores reais não fazem comutação instantânea. Logo, é de grande importância considerar essa realidade dos componentes para evitar possíveis falhas elétricas.

4.1.7 Tensão de referência

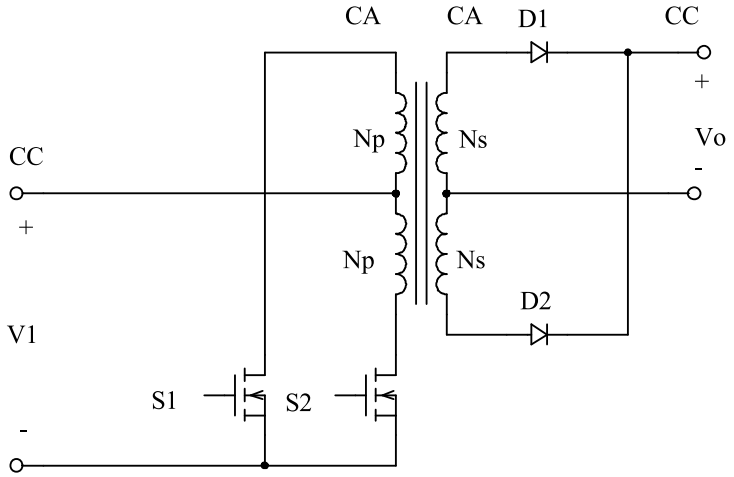
A tensão senoidal de referência pode ser obtida pelo circuito de controle do inversor ou de uma referência externa (HART, 2016). Este fato provoca a reflexão de que o papel desempenhado pela ponte do inversor seja dispensável, uma vez que a tensão senoidal deve estar presente antes que a ponte possa funcionar para produzir uma saída senoidal. Acontece que o sinal senoidal de referência obtido externamente não terá potência suficiente para alimentar a carga submetida à tensão de saída v_o e substituir a ponte do inversor. A demanda de potência solicitada pela carga é fornecida pela fonte de alimentação CC e é pela ponte do inversor que a condução do fluxo de potência acontece. O sinal de referência não é restrito a uma onda senoidal e outras formas de ondas podem funcionar como sinal de referência (HART, 2016).

4.2 INVERSOR COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

4.2.1 A célula de comutação de três estados

O circuito do conversor *push-pull* ou transformador CC paralelo está ilustrado na Figura 4.4 é constituído de dois interruptores S_1 e S_2 no lado primário do transformador, dois diodos retificadores D_1 e D_2 no lado secundário e um transformador. Na saída, temos um retificador de onda completa com TAP central. O circuito se baseia na conversão CC-CA-CC, isto é: entrada em tensão contínua, um estágio intermediário em tensão alternada e uma saída em tensão contínua (BASCOPÉ, 2001).

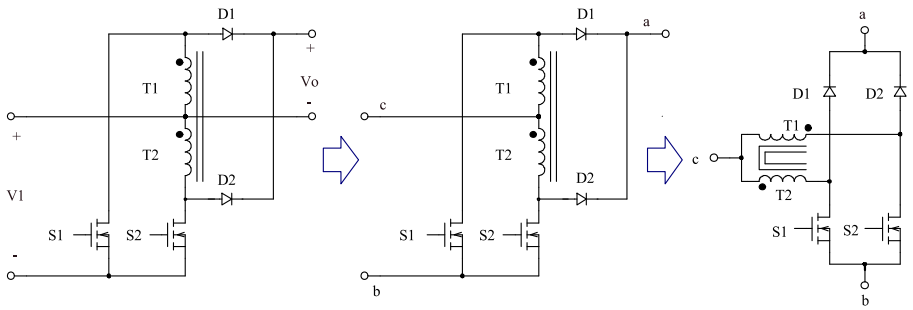
Figura 4.4 – Conversor Push-Pull (Transformador CC paralelo)



Fonte: (SANTELO, 2006)

Representando o transformador ao lado primário, o circuito resultante é o que está definido como a célula de três estados (*Three-State Switching Cell: 3SSC*, do inglês), conforme representa a Figura 4.5.

Figura 4.5 – Obtenção da célula de comutação de três estados

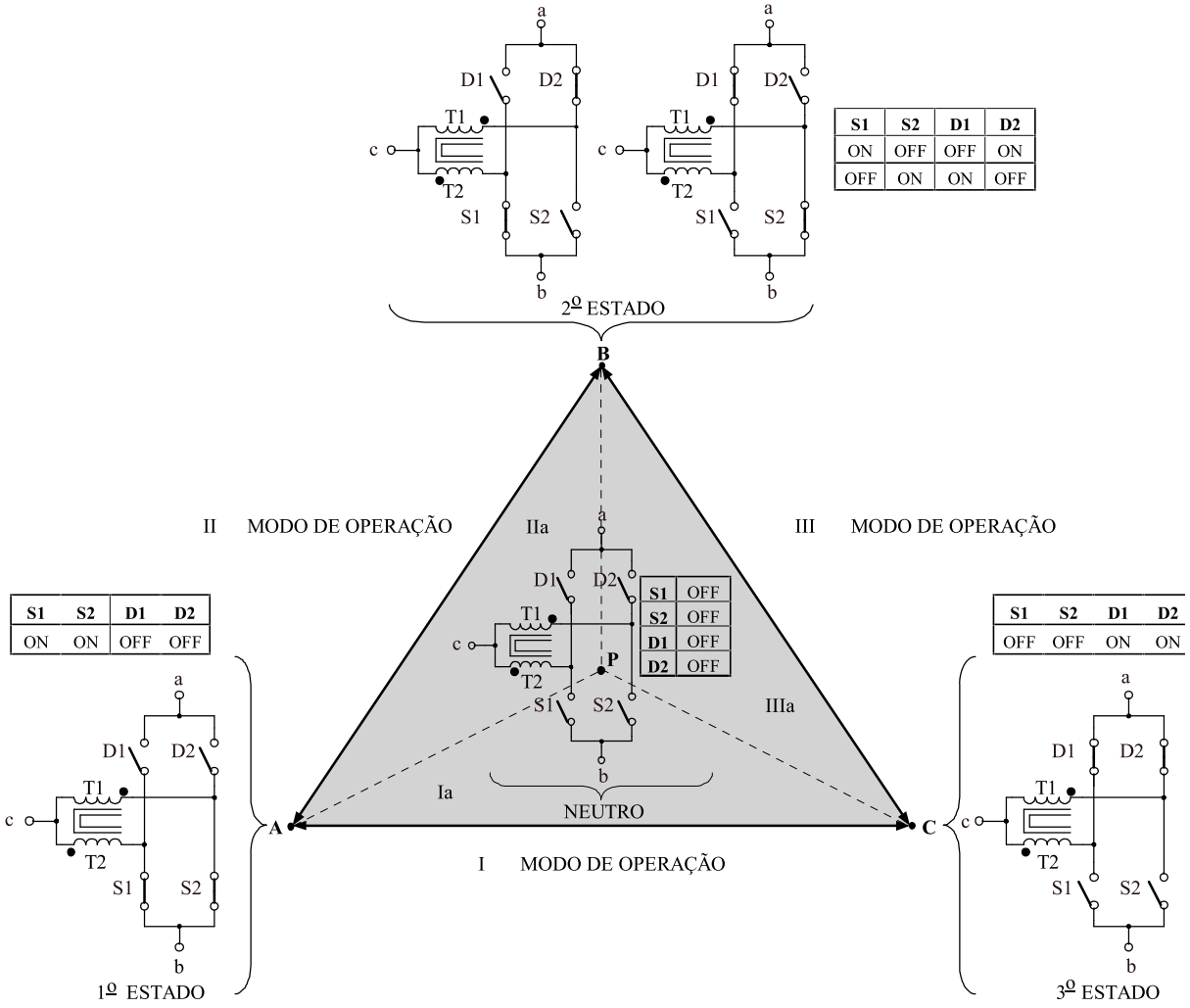


Fonte: (SANTELO, 2006)

O triângulo ABC registrado na Figura 4.6 apresenta um modelo funcional da célula. Nos vértices estão situados os estados de comutação da célula (1°, 2° e 3° estado) e no

ponto central P do triângulo está situado o estado neutro, estado este em que não se verifica transferência de potência.

Figura 4.6 – Modelo funcional da célula de comutação de três estados

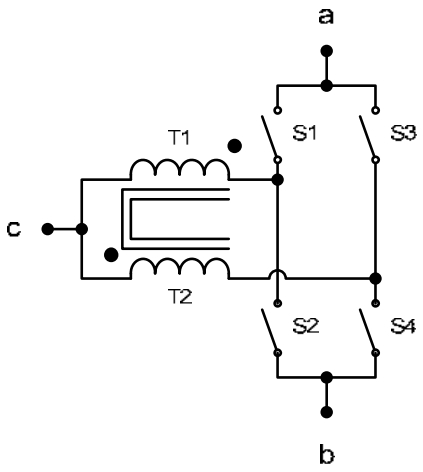


Fonte: (SANTELO, 2006)

Do ponto de vista prático, apresentam-se dois modos de operação: o modo principal de operação (modo de condução contínua - MCC) é definido pela transição direta entre os três estados; o modo secundário de operação (modo de operação descontínua - MCD) é definido pela transição indireta entre estados, isto é, assumindo previamente o estado neutro.

Para efeitos práticos, considera-se a partir de agora o circuito da Figura 4.7 como sendo o modelo genérico para referência dos interruptores de comutação, desconsiderando quais os elementos ativos ou passivos empregados eventualmente no circuito.

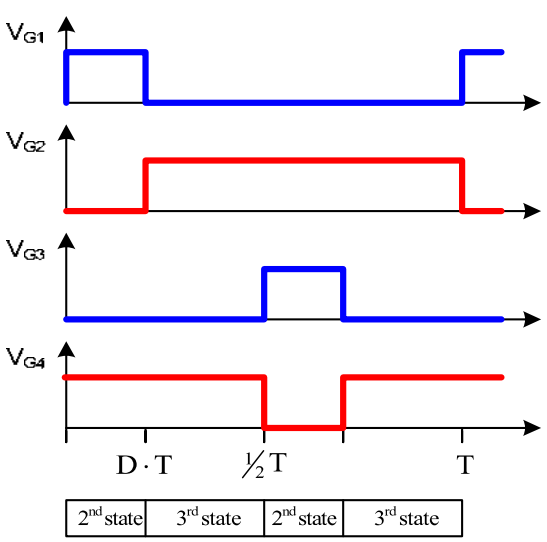
Figura 4.7 – Célula de comutação de três estados simplificada



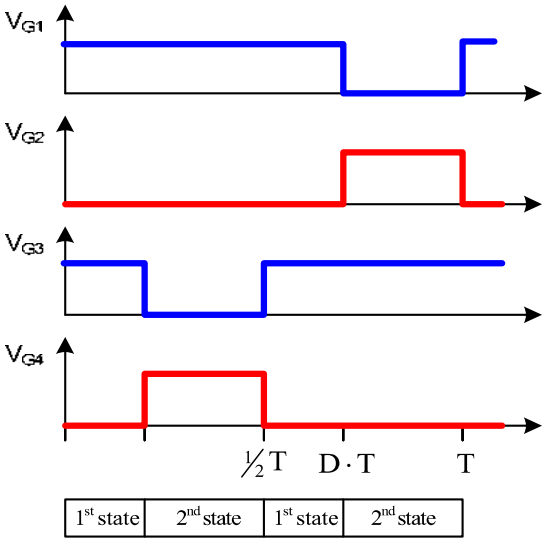
Fonte: (PERAÇA; BARBI, 2006)

Conversores baseados em células de comutação de três estados podem ser agrupados de maneira simples em duas regiões de operação de acordo com a razão cíclica D. Quando $D < 0,5$, não há sobreposição de sinais de controle entre os interruptores S_1 e S_3, conforme ilustra a Figura 4.8a. Quando $D > 0,5$, há sobreposição de sinais de controle entre os interruptores S_1 e S_3, conforme ilustra a Figura 4.8b. Vale ressaltar que os sinais de comando de cada braço de da célula de comutação de três estados devem apresentar a mesma duração e estarem defasados de 180° um do outro (SANTELO, 2006).

Figura 4.8 – Sinais de controle de comutação dos interruptores S



(a) Sinais de controle de comutação para $D < 0,5$ (sem sobreposição de sinais)



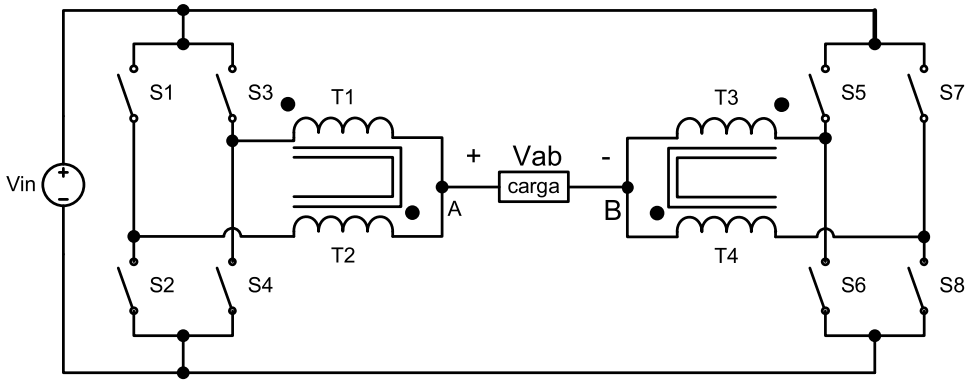
(b) Sinais de controle de comutação para $D > 0,5$ (sobreposição de sinais)

Fonte: (PERAÇA; BARBI, 2006)

4.2.2 O inversor de cinco níveis

A Figura 4.9 formaliza uma topologia de inversor em ponte completa a partir da utilização de duas células de comutação de três estados (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010). Desde que controlado corretamente, o conversor apresenta disponibilidade de cinco níveis de tensão em seus terminais A e B: V_{in}, $^1/_2V_{in}$, 0, $-^1/_2V_{in}$ e $-V_{in}$.

Figura 4.9 – Inversor em ponte completa baseado na célula de comutação de três estados.



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Como apresentado anteriormente, sabe-se que a célula de comutação de três estados apresenta duas regiões de operação dadas em função da razão cíclica. Ao utilizar duas células, a operação pode ser dividida em quatro grupos (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010). Além disso, é firmado que a defasagem entre a comutação de cada braço da célula deve ser de 180°. Para o caso em questão, de modo a possibilitar o aumento de níveis e da frequência vista pela saída, deve-se empenhar a defasagem de 90° no comando entre as células. Logo, o comando dos interruptores S_1, S_6, S_3 e S_8 terão igual duração e defasagem de 90° enquanto que os interruptores S_2, S_5, S_4 e S_7 apresentarão comando complementar aos interruptores anteriores (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010).

A seguir estão detalhadas as regiões de operação de forma resumida considerando o modo de condução contínuo (MCC) e componentes ideais.

4.2.2.1 Região de operação A: $D < 0,25$

A Tabela 4.2 descreve sucintamente os estados dos interruptores e as tensões V_a, V_b e V_{ab} para melhor compreensão dos circuitos simplificados das quatro primeiras etapas de funcionamento representados na Figura 4.10. As outras etapas são ocultadas visto que possuem operação semelhante, com alteração apenas dos interruptores que estão em condução. Importante lembrar que os sinais de controle dos interruptores S_2, S_4, S_5 e S_7 são omitidos, uma vez que os interruptores S_1, S_3, S_6 e S_8 possuem operações complementares, respectivamente. A Figura 4.11 apresenta as principais formas de onda do circuito inversor. A tensão de saída apresenta valores de $-V_{in}$ e $-^1/_2V_{in}$.

Pode-se determinar, para um período de comutação, a tensão média na carga V_{ab}. Como um artifício matemático, é possível analisar apenas um quarto do período de comutação, uma vez que a cada quarto de período as etapas se repetem. Assim sendo, é possível desenvolver os cálculos necessários para a determinação de V_{ab} representada na Equação (4.5).

$$V_{ab} = \frac{4}{T}\left(\int_{t_0}^{t_1} -\frac{V_{in}}{2}\ d\mathrm{t}\ +\ \int_{t_1}^{t_2} -V_{in}\ d\mathrm{t}\right) = -\frac{4V_{in}}{T}\left[\frac{1}{2}(DT-0)\ +\ \left(\frac{T}{4}-DT\right)\right]$$

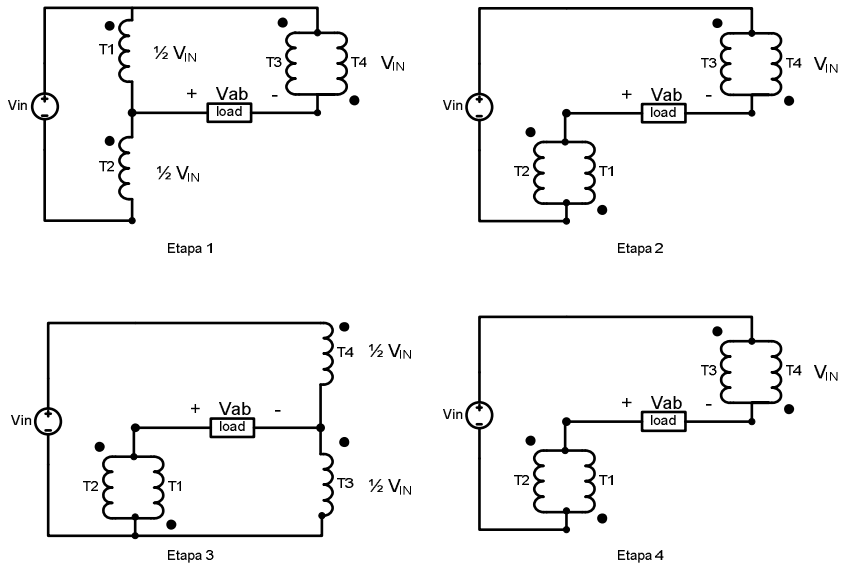
$$V_{ab} = V_{in}(2D-1) \tag{4.5}$$

Tabela 4.2 – Etapas de operação para região A: $D < 0,25$

Etapa	S_1	S_3	S_6	S_8	V_a	V_b	V_{ab}
1	**on**	off	off	off	$^1/_2V_{in}$	V_{in}	$-^1/_2V_{in}$
2	off	off	off	off	0	V_{in}	$-V_{in}$
3	off	off	**on**	off	0	$^1/_2V_{in}$	$-^1/_2V_{in}$
4	off	off	off	off	0	V_{in}	$-V_{in}$
5	off	**on**	off	off	$^1/_2V_{in}$	V_{in}	$-^1/_2V_{in}$
6	off	off	off	off	0	V_{in}	$-V_{in}$
7	off	off	off	**on**	0	$^1/_2V_{in}$	$-^1/_2V_{in}$
8	off	off	off	off	0	V_{in}	$-V_{in}$

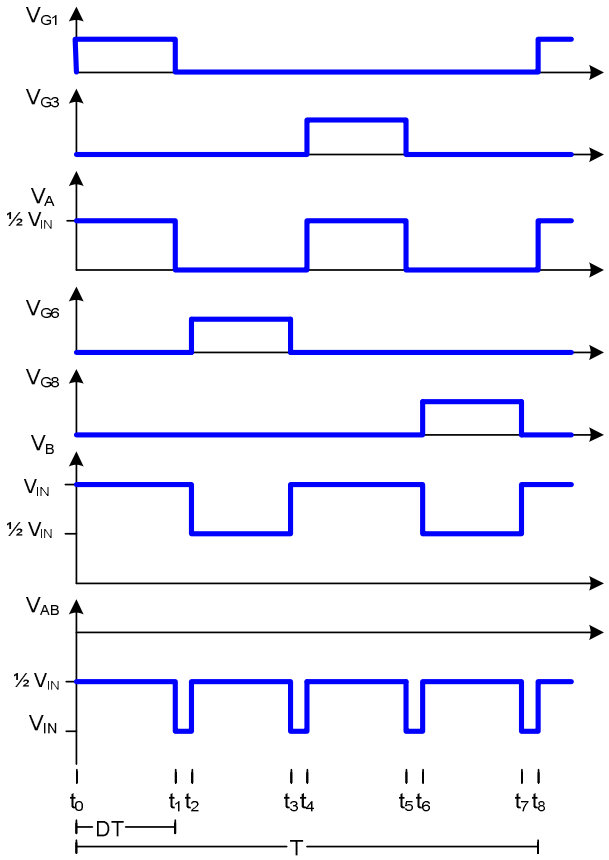
Fonte: Adaptado de (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.10 – Circuitos simplificados para etapas de operação para região A: $D < 0,25$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.11 – Principais formas de onda para região A: $D < 0,25$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

4.2.2.2 Região de operação B: $0,25 < D < 0,5$

A Tabela 4.3 descreve sucintamente os estados dos interruptores e as tensões V_a, V_b e V_{ab} para melhor compreensão dos circuitos simplificados das quatro primeiras etapas de funcionamento representados na Figura 4.12. As outras etapas são ocultadas visto que possuem operação semelhante, com alteração apenas dos interruptores que estão em condução. A Figura 4.13 apresenta as principais formas de onda do circuito inversor. A tensão de saída apresenta valores de 0 e $-1/2V_{in}$.

Pode-se determinar, para um período de comutação, a tensão média na carga V_{ab}. Como um artifício matemático, é possível analisar apenas um quarto do período de comutação, uma vez que a cada quarto de período as etapas se repetem. Assim sendo, é possível desenvolver os cálculos necessários para a determinação de V_{ab} representada na Equação (4.6).

$$V_{ab} = \frac{4}{T}\left(\int_{t_2}^{t_3} 0 \; dt \; + \; \int_{t_3}^{t_4} -\frac{V_{in}}{2} \; dt\right) = \frac{4}{T}\left[-\frac{V_{in}}{2}\left(\frac{T}{2} - DT\right)\right]$$

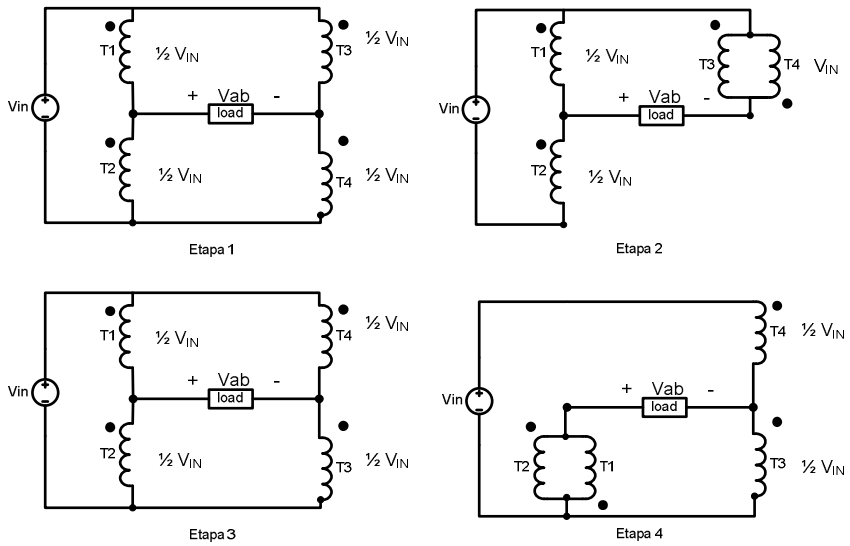
$$V_{ab} = V_{in}(2D - 1) \tag{4.6}$$

Tabela 4.3 – Etapas de operação para região B: $0,25 < D < 0,5$

Etapa	S_1	S_3	S_6	S_8	V_a	V_b	V_{ab}
1	**on**	off	off	**on**	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
2	**on**	off	off	off	$1/2V_{in}$	V_{in}	$-1/2V_{in}$
3	**on**	off	**on**	off	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
4	off	off	**on**	off	0	$1/2V_{in}$	$-1/2V_{in}$
5	off	**on**	**on**	off	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
6	off	**on**	off	off	$1/2V_{in}$	V_{in}	$-1/2V_{in}$
7	off	**on**	off	**on**	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
8	off	off	off	**on**	0	$1/2V_{in}$	$-1/2V_{in}$

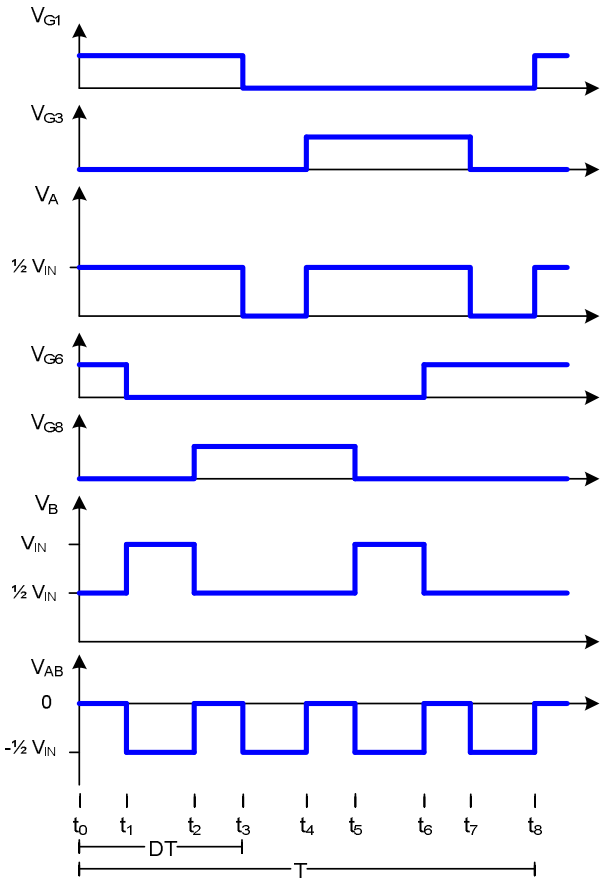
Fonte: Adaptado de (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.12 – Circuitos simplificados para etapas de operação para região B: $0,25 < D < 0,5$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.13 – Principais formas de onda para região B: $0,25 < D < 0,5$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

4.2.2.3 Região de operação C: $0,5 < D < 0,75$

A Tabela 4.4 descreve sucintamente os estados dos interruptores e as tensões V_a, V_b e V_{ab} para melhor compreensão dos circuitos simplificados das quatro primeiras etapas de funcionamento representados na Figura 4.14. As outras etapas são ocultadas visto que possuem operação semelhante, com alteração apenas dos interruptores que estão em condução. A Figura 4.15 apresenta as principais formas de onda do circuito inversor. A tensão de saída apresenta valores de 0 e $^1/_2V_{in}$.

Pode-se determinar, para um período de comutação, a tensão média na carga V_{ab}. Como um artifício matemático, é possível analisar apenas um quarto do período de comutação, uma vez que a cada quarto de período as etapas se repetem. Assim sendo, é possível desenvolver os cálculos necessários para a determinação de V_{ab} representada na Equação (4.7).

$$V_{ab} = \frac{4}{T}\left(\int_{t_4}^{t_5} \frac{V_{in}}{2}\ dt\ +\ \int_{t_5}^{t_6} 0\ dt\right) = \frac{4}{T}\left[\frac{V_{in}}{2}\left(DT - \frac{T}{2}\right)\right]$$

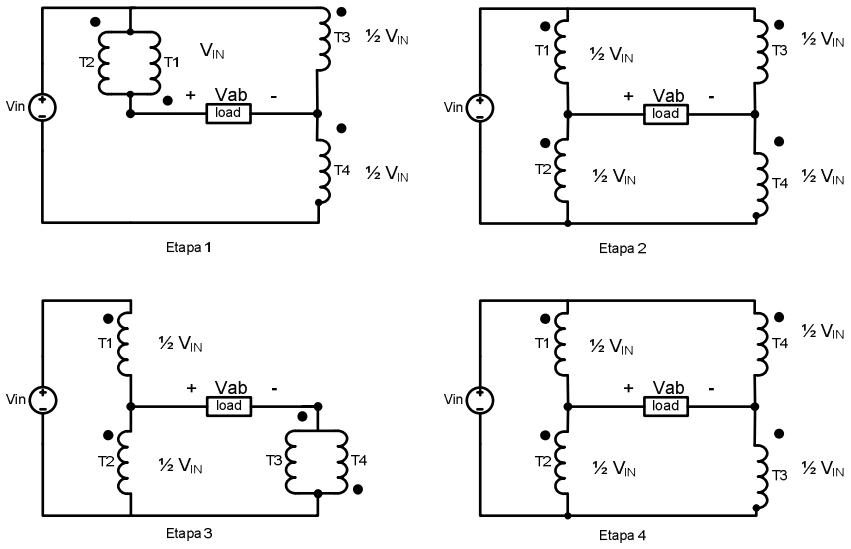
$$V_{ab} = V_{in}(2D - 1) \tag{4.7}$$

Tabela 4.4 – Etapas de operação para região C: $0,5 < D < 0,75$

Etapa	S_1	S_3	S_6	S_8	V_a	V_b	V_{ab}
1	**on**	**on**	off	**on**	V_{in}	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$
2	**on**	off	off	**on**	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
3	**on**	off	**on**	**on**	$1/2V_{in}$	0	$1/2V_{in}$
4	**on**	off	**on**	off	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
5	**on**	**on**	**on**	off	V_{in}	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$
6	off	**on**	**on**	off	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0
7	off	**on**	**on**	**on**	$1/2V_{in}$	0	$1/2V_{in}$
8	off	**on**	off	**on**	$1/2V_{in}$	$1/2V_{in}$	0

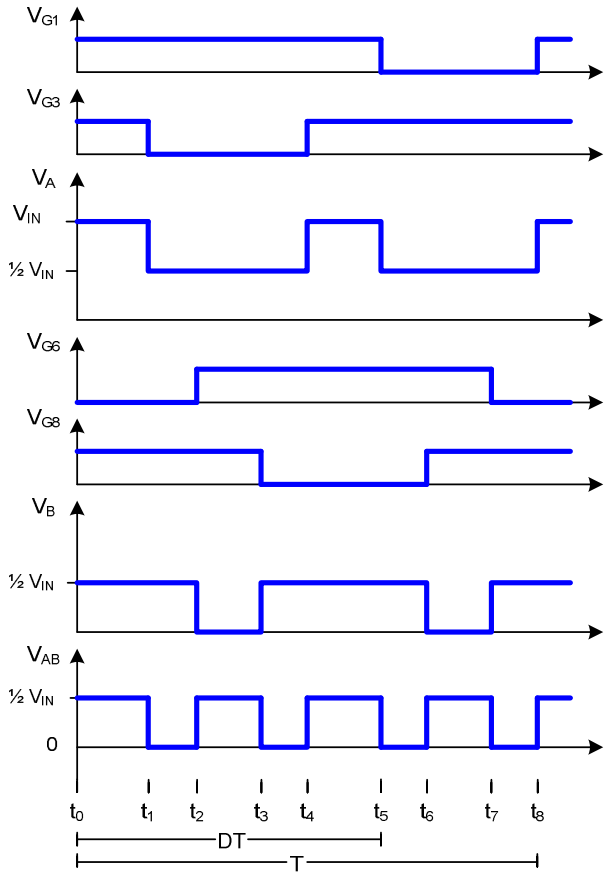
Fonte: Adaptado de (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.14 – Circuitos simplificados para etapas de operação para região C: $0,5 < D < 0,75$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.15 – Principais formas de onda para região C: $0,5 < D < 0,75$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

4.2.2.4 Região de operação D: $0,75 < D < 1$

A Tabela 4.5 descreve sucintamente os estados dos interruptores e as tensões V_a, V_b e V_{ab} para melhor compreensão dos circuitos simplificados das quatro primeiras etapas de funcionamento representados na Figura 4.16. As outras etapas são ocultadas visto que possuem operação semelhante, com alteração apenas dos interruptores que estão em condução. A Figura 4.17 apresenta as principais formas de onda do circuito inversor. A tensão de saída apresenta valores de $^1/_2V_{in}$ e V_{in}.

Pode-se determinar, para um período de comutação, a tensão média na carga V_{ab}. Como um artifício matemático, é possível analisar apenas um quarto do período de comutação, uma vez que a cada quarto de período as etapas se repetem. Assim sendo, é possível desenvolver os cálculos necessários para a determinação de V_{ab} representada na Equação (4.8).

$$V_{ab} = \frac{4}{T}\left(\int_{t_6}^{t_7} V_{in}\ \mathrm{dt}\ +\ \int_{t_7}^{t_8} \frac{V_{in}}{2}\ \mathrm{dt}\right) = \frac{4V_{in}}{T}\left[\left(DT - \frac{3T}{4}\right) + \frac{1}{2}\left(T - DT\right)\right]$$

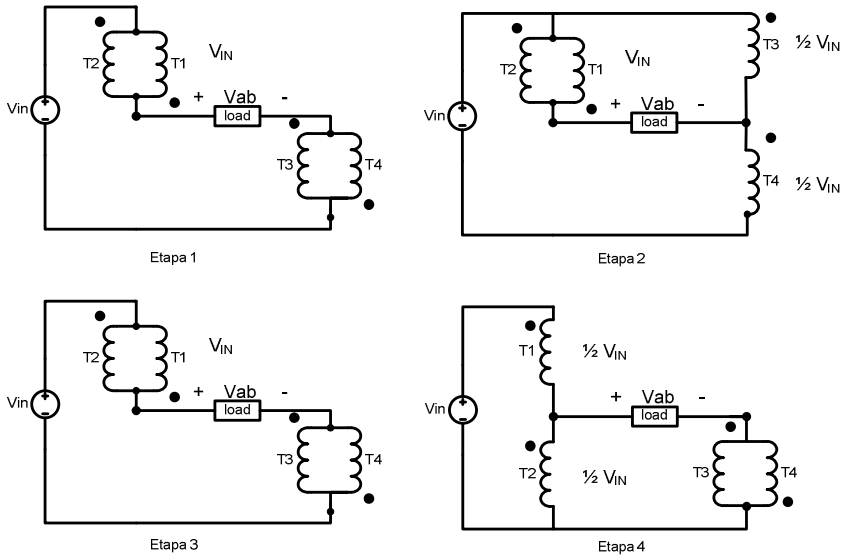
$$V_{ab} = V_{in}(2D - 1) \tag{4.8}$$

Tabela 4.5 – Etapas de operação para região D: $0,75 < D < 1$

Etapa	S_1	S_3	S_6	S_8	V_a	V_b	V_{ab}
1	**on**	**on**	**on**	**on**	V_{in}	0	V_{in}
2	**on**	**on**	off	**on**	V_{in}	$^1/_2V_{in}$	$^1/_2V_{in}$
3	**on**	**on**	**on**	**on**	V_{in}	0	V_{in}
4	**on**	off	**on**	**on**	$^1/_2V_{in}$	0	$^1/_2V_{in}$
5	**on**	**on**	**on**	**on**	V_{in}	0	V_{in}
6	**on**	**on**	**on**	off	V_{in}	$^1/_2V_{in}$	$^1/_2V_{in}$
7	**on**	**on**	**on**	**on**	V_{in}	0	V_{in}
8	off	**on**	**on**	**on**	$^1/_2V_{in}$	0	$^1/_2V_{in}$

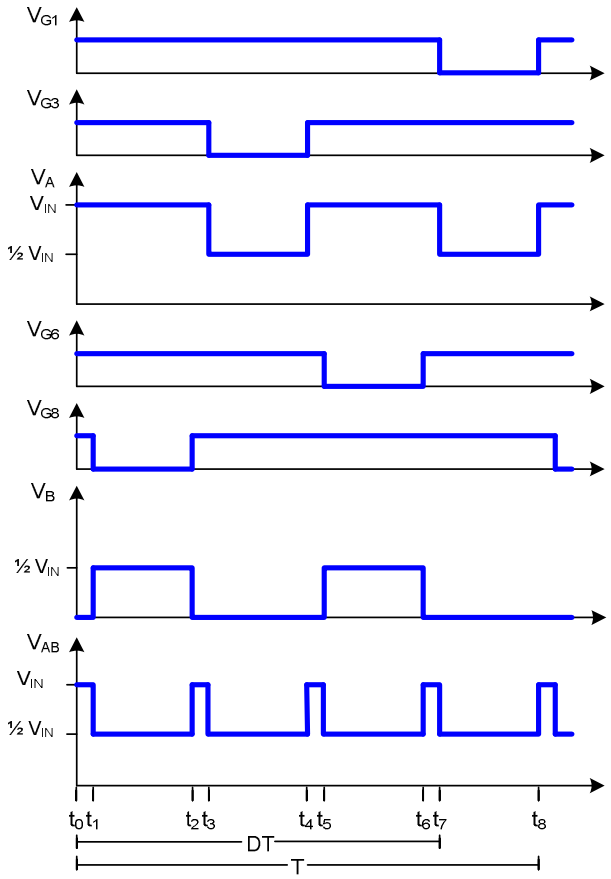
Fonte: Adaptado de (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.16 – Circuitos simplificados para etapas de operação para região D: $0,75 < D < 1$



Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

Figura 4.17 – Principais formas de onda para região D: $0,75 < D < 1$

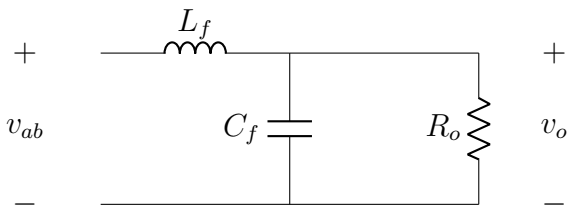


Fonte: (PERAÇA; BATISTA; MARCELINO, 2010)

4.3 FILTRO DE SAÍDA

Naturalmente, a tensão de saída comutada do inversor é significativamente diferente da natureza senoidal desejada, isto é, apresenta elevado conteúdo harmônico. Considerando, portanto, a obtenção de uma onda senoidal para alimentação de uma carga isolada, é razoável abordar a etapa de filtragem a partir de um filtro LC, cujo circuito pode ser observado na Figura 4.18.

Figura 4.18 – Filtro LC



Fonte: Edição do autor, 2024

Para as análises de circuitos que sucedem, é estratégico considerar o domínio da frequência de Laplace. Como variável de interesse, define-se a tensão de saída $V_o(s)$ na

Equação (4.9).

$$V_o(s) = \frac{V_{ab}(s)(sR_oC_f + 1)}{s^2R_oL_fC_f + sL_f + R_o} \cdot \frac{R_o}{sR_oC_f + 1} = \frac{V_{ab}(s)}{s^2L_fC_f + s\frac{L_f}{R_o} + 1} \tag{4.9}$$

A razão entre as tensões de saída e entrada é dada na Equação (4.10).

$$\frac{V_o(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{1}{s^2L_fC_f + s\frac{L_f}{R_o} + 1} = \frac{1}{L_fC_f(s^2 + s\frac{1}{R_oC_f} + \frac{1}{L_fC_f})} \tag{4.10}$$

Pode-se ainda escrever a Equação (4.10) nos moldes genéricos de uma função transferência de segunda ordem, dada na Equação (4.11).

$$\frac{V_o(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{4.11}$$

Logo, por comparação, a frequência angular natural de oscilação ω_0 do filtro LC e o fator amortecimento ζ são dados nas Equações (4.12) e (4.13), respectivamente.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_fC_f}} \tag{4.12}$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_o}\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \tag{4.13}$$

Vale ressaltar que a saída do inversor apresentará uma impedância Z_o. No entanto, os cálculos se dão com uma resistência R_o. Para isso, é possível definir que o módulo de Z_o é igual a R_o, dada na Equação (4.14).

$$R_o = |Z_o| = \frac{{V_{o,1}}_{ef}^2}{P_o}\ \cos\phi \tag{4.14}$$

em que ${V_{o,1}}_{ef}$ é o valor eficaz da componente fundamental de tensão de saída, P_o é a potência nominal de saída do inversor e $\cos\phi$ é o fator de potência da carga.

Para fins de estabilidade, o valor a ser adotado para o coeficiente de amortecimento ζ deve estar entre 0,707 e 1 (MARTINS, BARBI; 2011). Além disso, a frequência de ressonância f_0 deve ficar uma década abaixo da frequência da tensão v_{ab} que e, ao menos, uma década acima da frequência fundamental da tensão de saída v_o na carga (comumente, 60 Hz).

Isto posto, através de manipulações da Equação (4.13), pode-se escrever a expressão do indutor L_f em função do capacitor C_f, representada na Equação (4.15).

$$L_f = 4R_o^2\zeta^2C_f \tag{4.15}$$

Assumindo que $\omega_0 = 2\pi f_0$ e substituindo a Equação (4.15) na Equação (4.12), obtém-se uma expressão para o capacitor C_f, dada na Equação (4.16).

$$C_f = \frac{1}{4\pi\zeta f_0 R_o} \tag{4.16}$$

Com o capacitor C_f definido, pode-se encontrar o valor do indutor L_f a partir da Equação (4.15). Como alternativa, pode-se ainda escrever uma expressão para o indutor L_f em função do capacitor C_f a partir da manipulação da Equação (4.12), dada na Equação (4.17).

$$L_f = \frac{1}{\omega_0^2 C_f} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_f} \tag{4.17}$$

4.4 CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO

A implementação de inversores monofásicos tem complexidade relativamente baixa. Por outro lado, estes dispositivos entregam à rede elétrica potência variável no tempo, ao passo que a potência fotogerada, no ponto de máxima potência, é constante sob temperatura e irradiância fixas. Essa dualidade faz necessária a inclusão de elementos armazenadores de energia que promovam o desacoplamento entre as potências do gerador fotovoltaico e da rede elétrica (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

Considerando a saída filtrada do inversor, pode-se afirmar que as formas de onda da corrente $i_o(t)$ e tensão $v_o(t)$ se caracterizam aos moldes das Equações (4.18) e (4.19), respectivamente.

$$i_{o1}(t) = I_{o1}\,\mathrm{sen}\,(\omega_o t + \varphi) \tag{4.18}$$

$$v_{o1}(t) = V_{o1}\,\mathrm{sen}\,\omega_o t \tag{4.19}$$

em que ω_o é frequência angular fundamental, I_{o1} e V_{o1} são as amplitudes respectivas de corrente e tensão e φ é a fase entre tensão e corrente. Para o caso em questão, considerando a característica puramente resistiva da carga na saída, φ é nulo. Isto posto, pode-se escrever a Equação (4.20) que descreve a potência instantânea de saída.

$$p_o(t) = v_{o1}(t) \cdot i_{o1}(t) = V_{o1}\,\mathrm{sen}\,\omega_o t \cdot I_{o1}\,\mathrm{sen}\,\omega_o t = V_{o1} I_{o1}\,\mathrm{sen}^2\,\omega_o t \tag{4.20}$$

Pode-se ainda escrever algumas identidades trigonométricas de modo a substituir o fator $\mathrm{sen}^2\,\omega_o t$ da Equação (4.20). Sejam as relações das Equações (4.21) e (4.22).

$$\begin{aligned} \mathrm{sen}^2 x + \cos^2 x &= 1 \\ \mathrm{sen}^2 x &= 1 - \cos^2 x \end{aligned} \tag{4.21}$$

$$\begin{aligned} \cos 2x &= \cos^2 x - \operatorname{sen}^2 x \\ \cos^2 x &= \cos 2x + \operatorname{sen}^2 x \end{aligned} \tag{4.22}$$

Portanto, a partir das Equações (4.21) e (4.22), pode-se escrever a Equação (4.23).

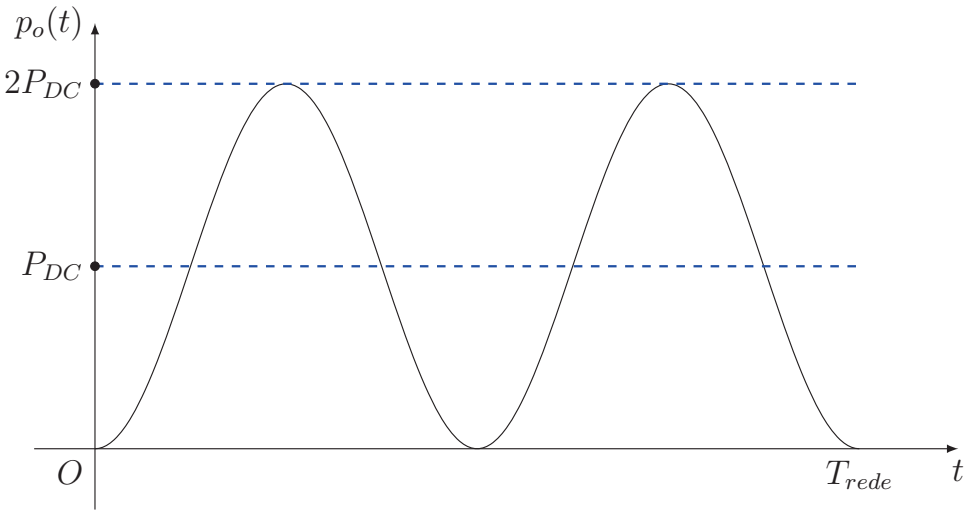
$$\operatorname{sen}^2 x = \frac{1 - \cos 2x}{2} \tag{4.23}$$

Assim sendo, a expressão da potência instantânea pode ser reescrita como na Equação (4.24).

$$p_o(t) = V_{o1} I_{o1} \operatorname{sen}^2 \omega_o t = \frac{V_{o1} I_{o1}}{2} - \frac{V_{o1} I_{o1} \cos 2\omega_o t}{2} = P_{DC} + p_{ac}(t) \tag{4.24}$$

É claro perceber que a potência instantânea é composta de dois termos: uma potência média $^1/_2 V_{o1} I_{o1}$ e uma potência pulsante $-^1/_2 V_{o1} I_{o1} \cos 2\omega_o t$ que oscila com frequência dobrada em relação à frequência da rede, conforme ilustra a Figura 4.19. Ao mesmo tempo, a potência de entrada do arranjo fotovoltaico é controlada de modo a ser constante em um cenário sem variação de radiação e temperatura, uma vez que utiliza-se o algoritmo de rastreamento de máxima potência. Assumindo que os estágios CC-CC e CC-CA não apresentam perdas, a potência entregue pelo arranjo fotovoltaico P_{mp} é igual a potência média de saída P_{DC}.

Figura 4.19 – Potência instantânea de saída $p_o(t) \times t$



Fonte: Edição do autor, 2024

Em adição, para que o balanço de potência seja correspondido, a potência pulsante é comumente controlada por um capacitor de desacoplamento. A inserção deste elemento

eletromagnético garante a mitigação o efeito de ondulação de potência no estágio CC-CC (SCHONBERGER, 2009). Portanto, considera-se que a parcela alternada da potência de saída $p_{ac}(t)$ é igual integralmente à potência instantânea proveniente do capacitor $p_C(t)$, conforme registra a Equação (4.25).

$$p_C(t) = v_C(t) \cdot i_C(t) \approx V_{DC} \cdot i_C(t) = -\frac{V_{o1} I_{o1}}{2} \cos 2\omega_o t \tag{4.25}$$

Assim sendo, pode-se, a partir das Equações (4.20) e (4.24), definir a corrente do capacitor $i_C(t)$ na Equação (4.26).

$$i_C(t) = -\frac{V_{o1} I_{o1}}{2V_{DC}} \cos 2\omega_o t = -\frac{P_{DC}}{V_{DC}} \cos 2\omega_o t \tag{4.26}$$

Considerando a característica intrínseca de capacitores, pode-se definir a tensão alternada a partir da Equação (4.27).

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t)\ \mathrm{d}t = -\frac{P_{DC}}{2\omega_o C V_{DC}} \operatorname{sen} 2\omega_o t \tag{4.27}$$

Logo, a ondulação pico a pico no capacitor de desacoplamento é definida como:

Finalmente, levando em conta os parâmetros estabelecidos para projeto, é possível estabelecer uma relação para capacitância desejada na Equação (4.28).

$$\Delta V_C = 2 \cdot \frac{P_{DC}}{2\omega_o C V_{DC}} = \frac{P_{DC}}{\omega_o C V_{DC}} = \frac{P_{DC}}{2\pi f_o C V_{DC}}$$

$$C = \frac{P_{DC}}{2\pi f_o \Delta V_C V_{DC}} \tag{4.28}$$

Ressalta-se que quanto maior for a potência processada, maior será a ondulação de tensão no barramento CC mantendo-se a tensão de barramento V_{DC} constante. Ao mesmo tempo, a capacitância é diretamente proporcional à potência processada na carga e inversamente proporcional à tensão do barramento CC.

4.5 ESTUDO DE CASO: PROJETO E SIMULAÇÃO

4.5.1 Projeto

Considerando as premissas estabelecidas no cenário de aproveitamento fotovoltaico em tensão contínua (**Seção 3.3.1**), pode-se incrementar então os critérios descritos nas **Seções 4.2 - 4.4** para projeto de maneira ampla no aproveitamento fotovoltaico final em estágios contínuo e alternado. Assim sendo, a Tabela 4.6 registra os valores dos principais parâmetros e componentes envolvidos.

Tabela 4.6 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e inversor *3SSC*

Parâmetros		**Valor**
Conversor *boost*		
Tensão de Entrada	V_s	$202,20$ V
Tensão de Saída	V_{DC}	$400,00$ V
Ganho Estático	$M_{V_{DC}}$	$1,98$ V/V
Corrente Máxima de Entrada	$I_{s,mp}$	$56,96$ A
Potência Máxima de Saída	P_{mp}	$11,52$ kW
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Variação Máxima da Tensão de Saída	$\Delta V_{o,max}\%$	1 %
Variação Máxima da Corrente de Entrada	$\Delta I_{s,max}\%$	15 %
Razão Cíclica	D	$0,49$
Corrente Máxima de Saída	$I_{o,mp}$	$28,79$ A
Variação Máxima da Corrente de Entrada	$\Delta I_{s,max}$	$8,54$ A
Variação Máxima da Tensão de Saída	$\Delta V_{o,max}$	$4,00$ V
Indutor de Entrada	L	$0,59$ mH
Capacitor de Desacoplamento	C	$19,10$ mF
Controlador PI		
Constante Proporcional	K_p	$0,013$
Constante de Tempo	τ	$79,58$ μs
MPPT (P&O)		
Diferencial de Corrente	ΔI	10 mA
Início da Atuação	T_{ini}	1 ms
Corrente de Referência Inicial	$I_{ref,ini}$	20 A
Inversor 3SSC & Filtro LC		
Tensão de Fundamental de Saída	$V_{R_o,ef}$	$220,00$ V
Corrente de Fundamental de Saída	$I_{R_o,ef}$	$52,36$ A
Resistor Modelado para Carga	R_o	$4,20$ Ω
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Frequência de Ressonância	f_0	600 Hz
Tensão de Triangular para Modulação	V_{tri}	$10,00$ V
Tensão de Senoidal para Modulação	V_{sen}	$7,78$ V
Capacitor para Filtro LC	C_f	$44,65$ μF
Indutor para Filtro LC	L_f	$1,58$ mH
Coeficiente de Amortecimento	ζ	$0,707$

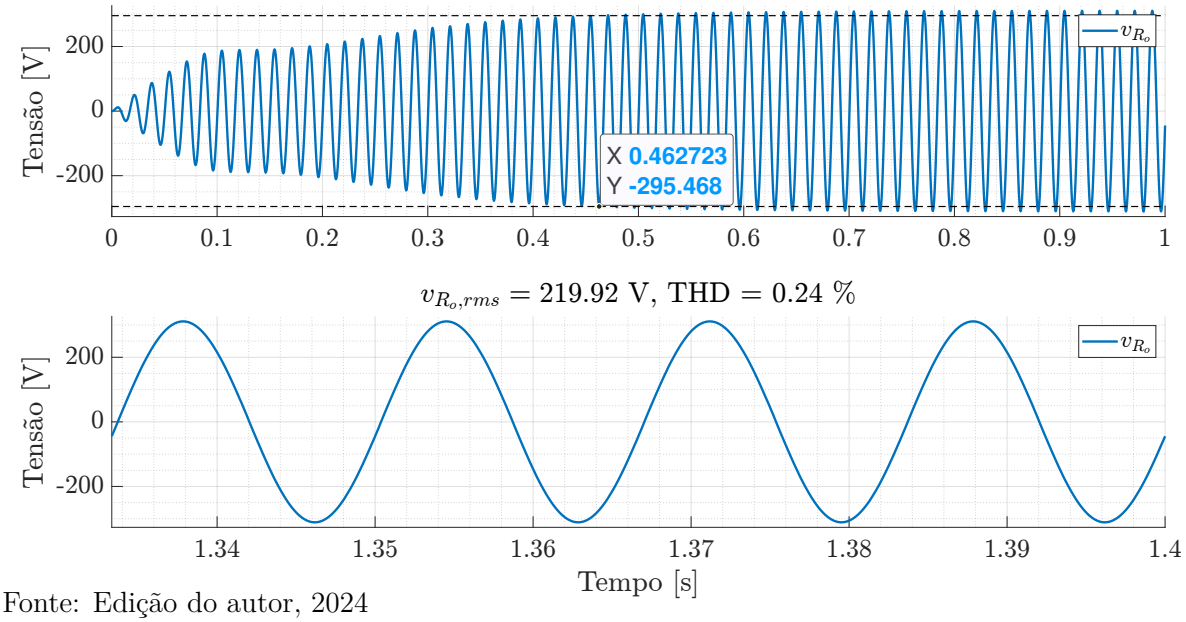
4.5.2 Simulação e Resultados

As Figuras A.10 - A.12 registram o esquema de ligação e parâmetros de simulação no PSIM. Ainda, as modelagens empregadas nos blocos de linguagem C estão registradas nas Rotinas B.1 e B.2.

As Figuras 4.20 e 4.21registra as tensão e corrente filtradas para a carga, dispondo de valores eficazes iguais a $v_{o1,rms} = 219,92$ V e $i_{o1,rms} = 52,35$ A em regime permanente, com distorção harmônica total igual a $THD = 0,24$ %. As curvas de tensão e corrente alcançam, pela primeira vez, 95 % dos valores de pico em regime permanente em aproximadamente

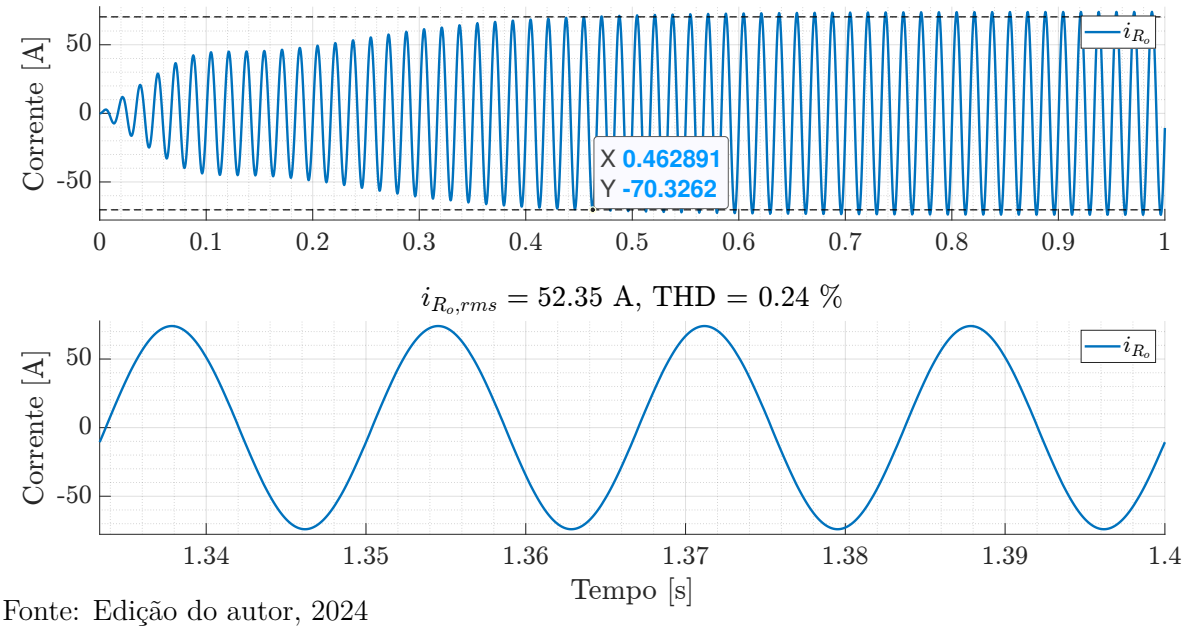
463 ms. Não se verifica defasagem entre as curvas pelo fato da carga ser puramente resistiva.

Figura 4.20 – Inversor 3SSC: Tensão filtrada na carga (v_{R_o})



Fonte: Edição do autor, 2024

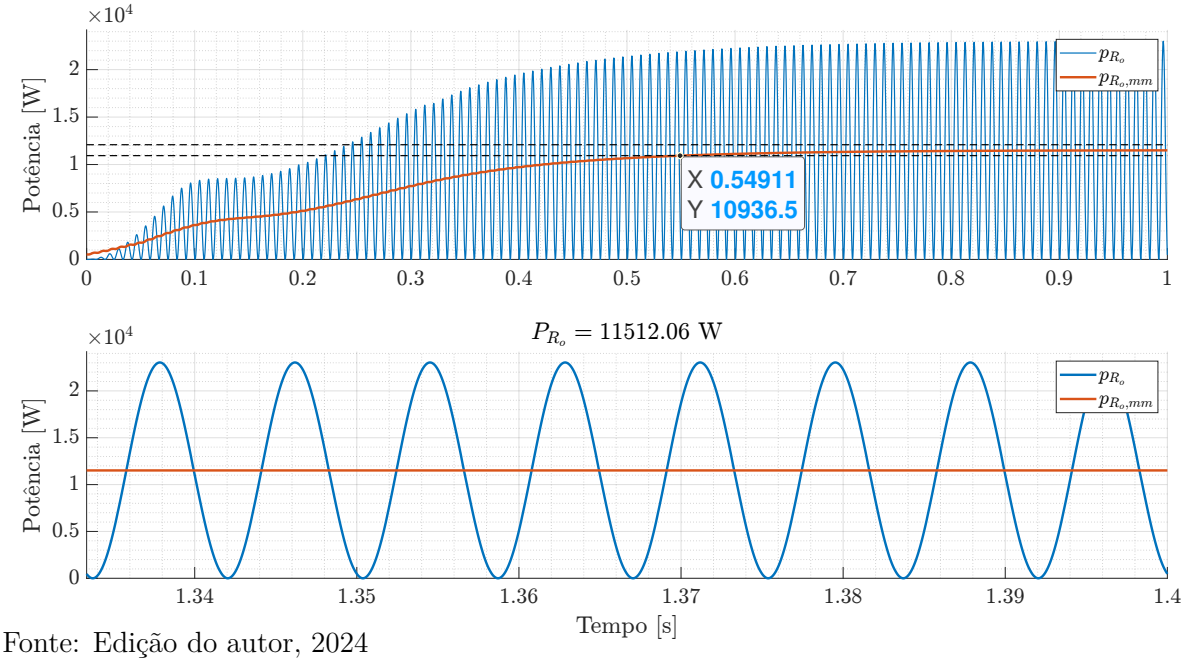
Figura 4.21 – Inversor 3SSC: Corrente filtrada na carga (i_{R_o})



Fonte: Edição do autor, 2024

A Figura 4.22 registra a curva de potência instantânea entregue à carga, dispondo de valor médio igual a $P_{R_o} = 11512,06$ W em regime permanente. A potência entregue à carga alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 550 ms. Mais uma vez, os parâmetros foram obtidos a partir da média móvel.

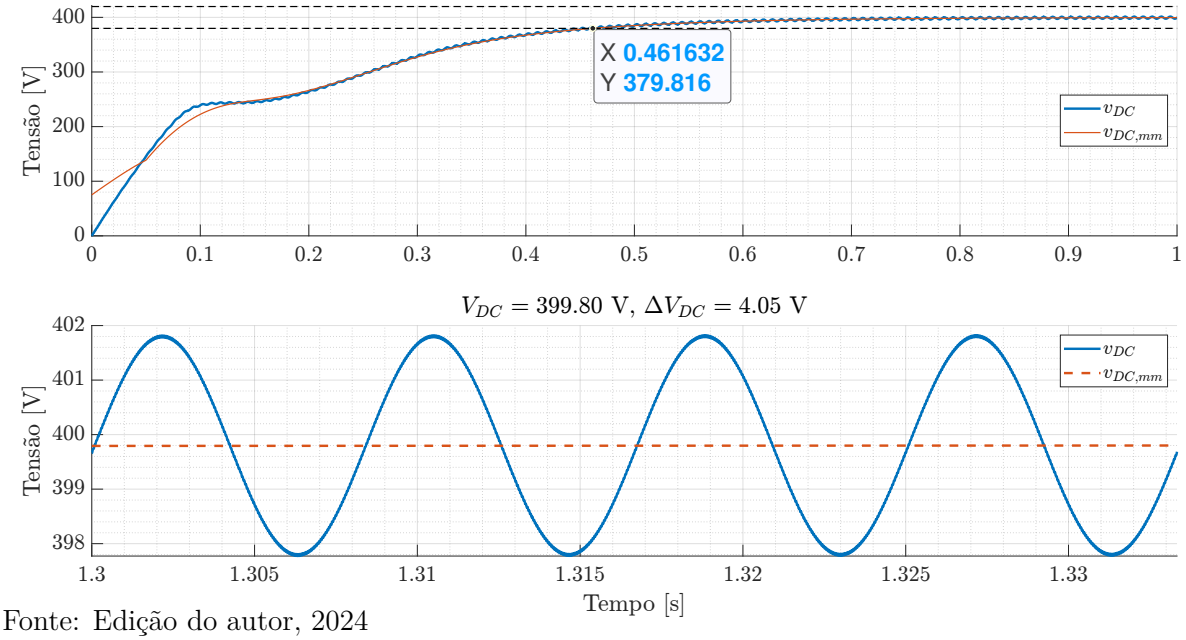
Figura 4.22 – Inversor 3SSC: Potência instantânea na carga (p_{R_o})



Fonte: Edição do autor, 2024

A Figura 4.23 registra a tensão no barramento CC, dispondo de valor médio igual a $V_{DC} = 399,80$ V ($\Delta V_{DC} = 4,05$ V) em regime permanente. A tensão no barramento CC alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 462 ms. Mais uma vez, os parâmetros foram obtidos a partir a média móvel.

Figura 4.23 – Inversor 3SSC: Tensão no barramento CC (V_{DC})

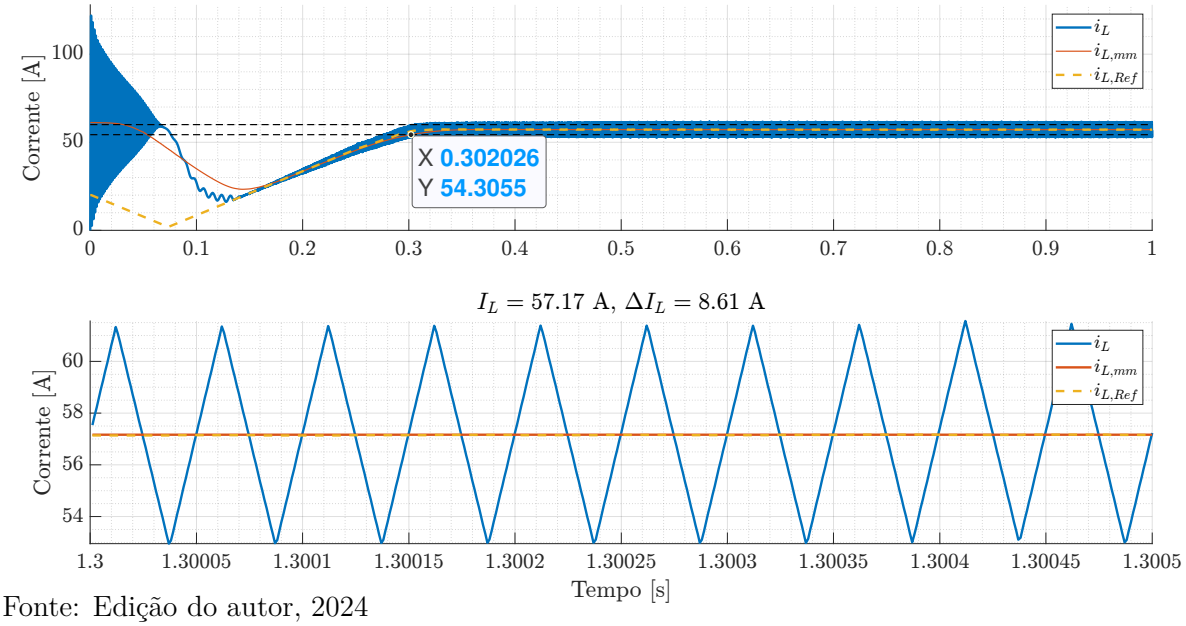


Fonte: Edição do autor, 2024

A Figura 4.24 registra a corrente de saída do arranjo PV, dispondo de valor médio igual a $I_{DC} = 57,17$ A ($\Delta I_L = 8,61$ A) em regime permanente. A corrente no barramento

alcança 95 % do valor de regime permanente em torno de 302 ms. Mais uma vez, os parâmetros foram obtidos a partir a média móvel.

Figura 4.24 – Inversor 3SSC: Corrente de saída do arranjo fotovoltaico (i_L)

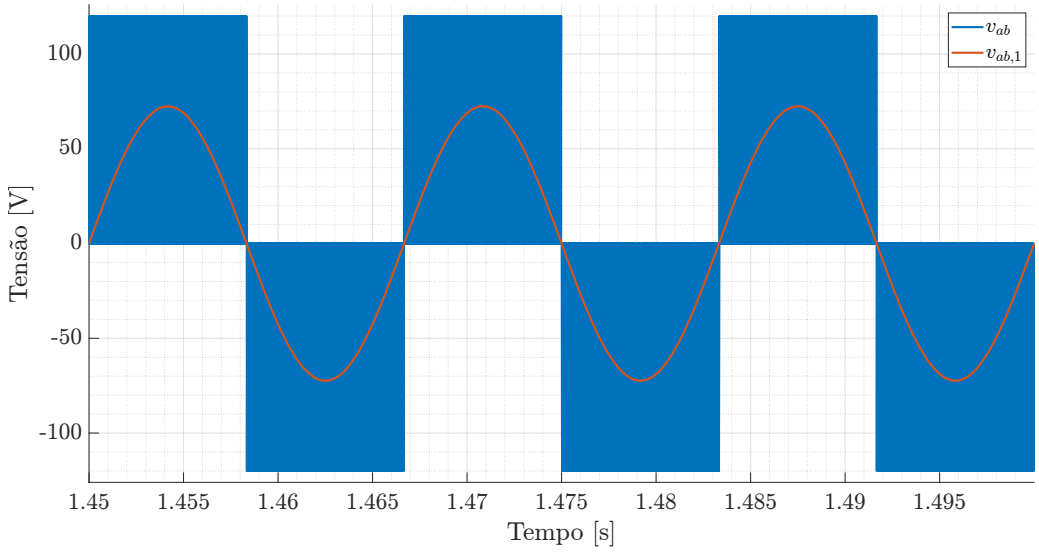


Fonte: Edição do autor, 2024

4.5.3 Comportamentos de interesse geral no inversor 3SSC

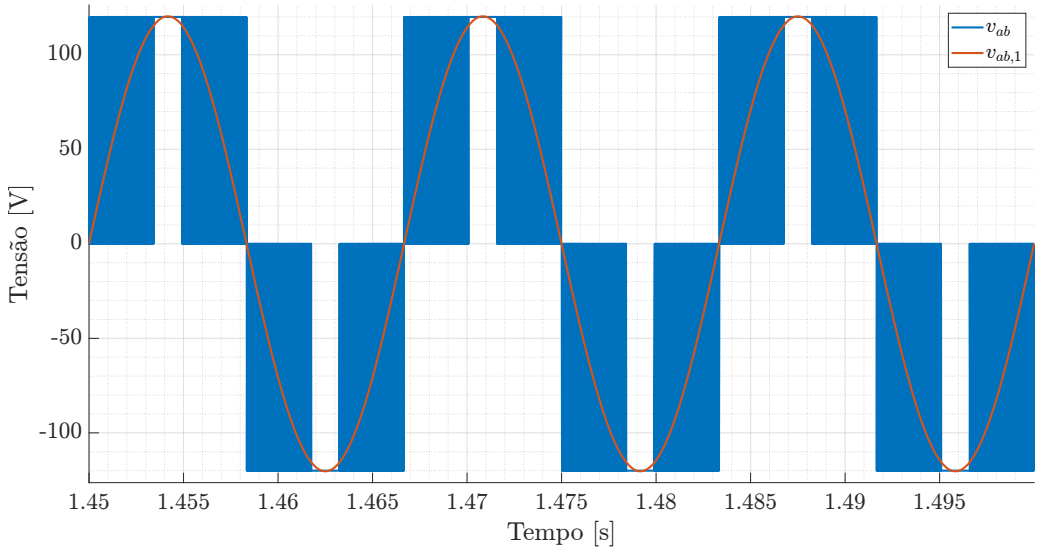
Do ponto de vista exclusivo na operação do inversor 3SSC, algumas grandezas e comportamentos são interessantes de serem observados mediante condições de funcionamento. Neste sentido, as Figuras 4.25 - 4.27 registram as curvas da tensão de saída com claro destaque para a variação dos níveis de tensão em função da modulação de amplitude do inversor.

Figura 4.25 – Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,3$



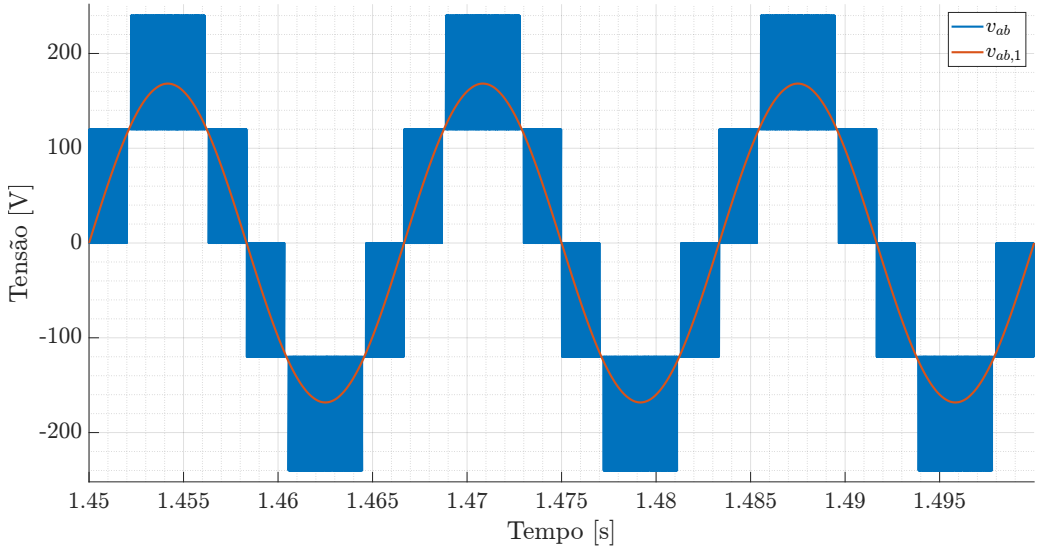
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura 4.26 – Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,5$



Fonte: Edição do autor, 2024

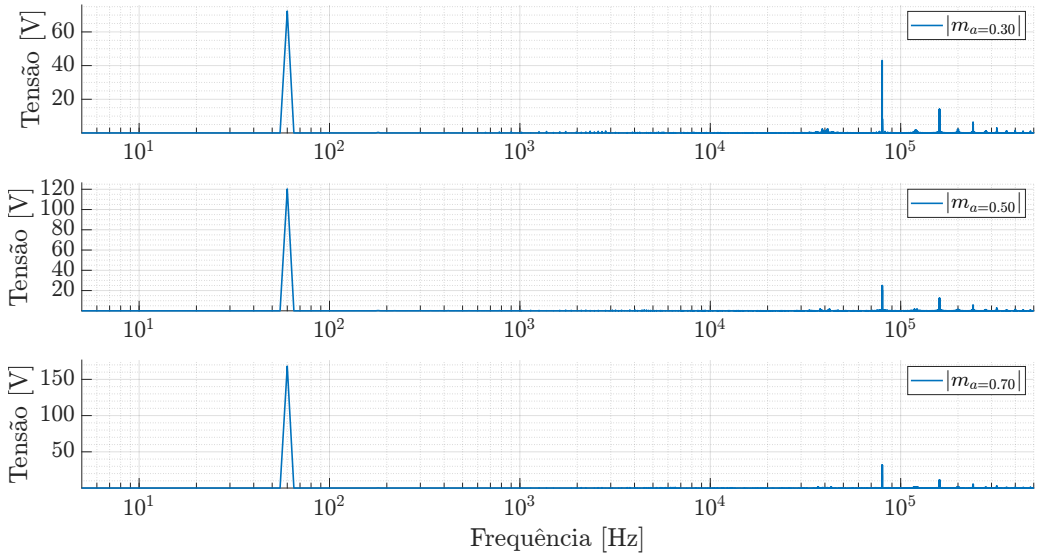
Figura 4.27 – Curva simulada de tensão de saída: $m_a = 0,7$



Fonte: Edição do autor, 2024

Ainda com destaque para a tensão de saída, pode-se observa-la no domínio da frequência, lançando mão da transformada rápida de Fourier, conforme registra a Figura 4.28. Percebe-se que, com exceção da frequência fundamental, a componente de maior expressão está localizada em 80 kHz, uma proporção de quatro vezes a frequência de comutação. Esta característica facilita a implementação de filtros de saída com expressiva margem de sucesso.

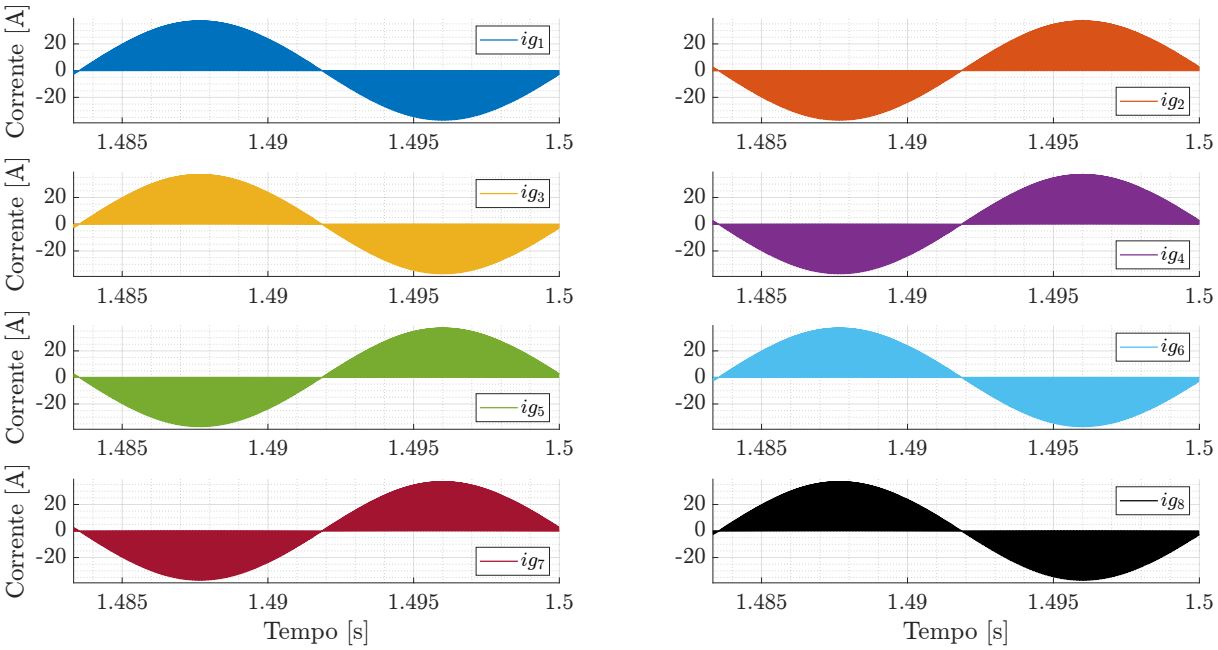
Figura 4.28 – Curva simulada de tensão de saída: Transformada Rápida de Fourier (FFT)



Fonte: Edição do autor, 2024

A Figura 4.29 registra a corrente comutada através dos elementos semicondutores das duas células 3SSC que compõem o inversor. Considerando a corrente entregue à carga no cenário apresentado anteriormente, Figura 4.21, é possível perceber que em nenhum momento esta corrente é conduzida integralmente por um único interruptor, tendo em vista as amplitudes máximas nas curvas apresentadas. Pelo contrário, sendo dividida entre os interruptores acionados intercaladamente pela estratégia de controle multi-portadora previamente apresentada.

Figura 4.29 – Corrente conduzida individualmente pelos interruptores das células 3SSC



Fonte: Edição do autor, 2024

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo desenvolver e validar modelos de sistemas fotovoltaicos, focando no controle de conversores eletrônicos e na parametrização de circuitos elétricos equivalentes, além de garantir a eficiência na extração de energia fotovoltaica através de algoritmos de rastreamento de máxima potência (MPPT). Ao longo do estudo, os objetivos propostos foram satisfatoriamente alcançados, como evidenciado pelos resultados obtidos.

A parametrização dos módulos fotovoltaicos, utilizando dados de catálogos comerciais e o algoritmo *Twiddle*, permitiu simular com precisão as curvas características de corrente, tensão e potência (IV e PV) dos módulos. Embora o *Twiddle* necessite de maior tempo de execução em comparação a outros métodos, sua simplicidade e robustez tornam-no adequado para essa aplicação, dispensando o uso de artifícios matemáticos mais complexos. Considerando os cenários ambientais e o módulo fotovoltaico comumente comparados, os resultados demonstraram que o modelo foi eficaz, especialmente em cenários de variação de temperatura, apresentando menores erros percentuais quando comparado com modelos já estabelecidos na literatura. É importante ressaltar que o modelo apresentou menores erros absolutos quando comparados aos dados simulados de outro modelo disponível na literatura, mostrando portanto um razoável aproveitamento das características e limitações impostas pelo modelo de diodo único. Além disso, observou-se as maiores discrepâncias, ainda que controladas, se concentraram próximas da tensão de circuito aberto. O erro percentual próximo a $0,1\%$ no ponto de máxima potência e o relevante desempenho nos outros pontos das curvas de interesse reforçam a validade do modelo adotado.

A implementação do método "Perturba e Observa" (P&O) para o rastreamento do ponto de máxima potência, acoplado a um conversor CC-CC tipo *boost*, mostrou-se eficiente na extração da máxima energia disponível sob condições ambientais definidas. O controlador PI de corrente garantiu robustez no ajuste da corrente e estabilidade na operação do sistema. Destaca-se ainda que os resultados positivos do controle de corrente está profundamente associado ao sucesso da modelagem média em espaço de estados, para a região de operação estabelecida, do conversor *boost*, podendo ainda ser visualizada no comparativo estabelecido no domínio da frequência do gráfico de Bode. As simulações confirmaram que as variações de tensão e corrente ficaram dentro dos limites estipulados em projeto, com erros percentuais inferiores a 1%, validando a eficácia do controlador projetado. Para um critério de 95%, o sistema como um todo se estabilizou em torno de 160 ms.

Em relação ao estudo de inversores para conversão CC-CA, a implementação do inversor baseado na célula de comutação de três estados (3SSC) revelou-se promissora. De

maneira geral, os estágios CC-CC e CC-CA operaram em conjunto de maneira satisfatória, sem complicações indesejadas. A tensão de saída manteve-se dentro de uma forma senoidal com distorção harmônica insignificante, especialmente com o uso de um filtro LC na saída. Destaca-se que, devido a região de operação do inversor, observou-se uma relação linear entre a tensão de barramento CC e tensão de saída do inversor. Põe-se também em evidência a característica intrínseca de divisão de corrente entre os elementos semicondutores das células 3SSC, configurando vantagem na utilização desta topologia para cenários de baixa tensão e considerável nível de processamento de energia. As análises das curvas no domínio da frequência de Fourier (FFT) indicaram uma filtragem eficiente, com distorção harmônica total abaixo de $0,5\%$, com as principais harmônicas concentradas em frequências quatro vezes superiores à de comutação, evidenciando a qualidade dos indicadores da energia gerada. Pontua-se que, mais uma vez, os erros percentuais foram inferiores a 1% considerando os valores de projeto e que, para um critério de 95%, o sistema se estabilizou antes dos 600 ms. Ressalta-se ainda a função crucial no projeto adequado do capacitor de desacoplamento em cenários de tensão monofásica, contribuindo para a ausência de variações e elevado conteúdo harmônico na tensão do barramento CC e, por consequência, a entrega estável de potência à carga, sem perdas significativas.

Como propostas futuras, destaca-se a exploração e comparação de outros métodos de rastreamento de máxima potência bem como outras técnicas de parametrização do modelo de diodo único. Além disso, é relevante que se considere a refatoração dos circuitos conversores para um único estágio CC-CA, abordando o rastreamento da máxima potência e o controle em malha fechada da tensão de saída alimentando cargas isoladas e conexões integradas à rede elétrica. Para outro aspecto de validação dos sistemas aqui simulados, pode-se ainda promover protótipos operativos em ambientes controlados para construção das curvas características.

REFERÊNCIAS

ABSOLAR. **Panorama da solar fotovoltaica no Brasil e no mundo**. Agência Brasileira de Energia Fotovoltaica. 2024. Disponível em: https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/.

AHMED, M. T.; GONCALVES, T.; TLEMCANI, M. **Single diode model parameters analysis of photovoltaic cell**. IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). 2016.

ARAÚJO, N. M. F. T. S.; SOUSA, F. J. P.; COSTA, F. B. **Equivalent Models for Photovoltaic Cell – A Review**. Revista de Engenharia Térmica, v. 19, n. 2, p. 77, 2020.

BARBI, I. **Modelagem de conversores cc-ca empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: [S. n.], 2014. 206 p. : il

BASCOPÉ, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 291 f. Tese (doutorado). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

BATZELIS, E. I.; PAPATHANASSIOU, S. A. **A method for the analytical extraction of the single-diode PV model parameters**. IEEE transactions on sustainable energy, v. 7, n. 2, p. 504–512, 2016.

BHANU PRAKASH SARIPALLI; SINGH, G.; SINGH, S. **Cell Modelling and Analysis of Five-Parameter Three Diode model of Photovoltaic Module**. IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON), 2021.

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

CENTRAL, C. **Urban heat island effect can add more than 10 degrees to temperatures in hottest U.S. neighborhoods: study**. 2024. Disponível em: https://www.prnewswire.com/news-releases/urban-heat-island-effect-can-add-more-than-10-degrees-to-temperatures-in-hottest-us-neighborhoods-study-302192563.html.

CENTRAL, C. **October 2023 capped the hottest 12-month span in recorded history**. 2023. Disponível em: https://www.prnewswire.com/news-releases/october-2023-capped-the-hottest-12-month-span-in-recorded-history-301981682.html.

CENTRAL, C. **Analysis: Rising seas threaten tax bases as private property falls below tidelines**. 2022. Disponível em: https://www.prnewswire.com/news-releases/analysis-rising-seas-threaten-tax-bases-as-private-property-falls-below-tidelines-301619924.html.

CENTRAL, C. **Study: U.S. affordable housing exposed to coastal flood risk projected to triple by 2050**. 2021. Disponível em: https://www.climatecentral.org/press-release-affordable-housing.

CHIN, V. J.; SALAM, Z.; ISHAQUE, K. **An accurate and fast computational algorithm for the two-diode model of PV module based on a hybrid method**. IEEE transactions on industrial electronics (1982), v. 64, n. 8, p. 6212–6222, 2017.

CUBAS, J.; PINDADO, S.; VICTORIA, M. **On the analytical approach for modeling photovoltaic systems behavior**. Journal of power sources, v. 247, p. 467–474, 2014.

DENIZAR CRUZ MARTINS, IVO BARBI. **Eletrônica de Potência – Introdução do Estudo dos Conversores CC-CA**. Edição do autor, 3ª Edição, Florianópolis, 2011.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P.L. **Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques**. IEEE Transactions on Energy Conversion v. 22, n. 2, p. 439–449 , 1 jun. 2007.

ET-TORABI, K. et al. **Photovoltaic parameter extraction methods for single and double diode models under real changing environmental conditions**. 6^{th} International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). 2018.

FARAG, W.; SALEH, Z. **Tuning of PID track followers for autonomous driving**. International Conference on Innovation and Intelligence for Informatics, Computing, and Technologies (3ICT). 2018.

FILHO, W. P. B.; FERREIRA, W. R.; AZEVEDO, A. C. S.; COSTA, A. L.; PINHEIRO, R. B. **EXPANSÃO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA NO BRASIL: IMPACTOS AMBIENTAIS E POLÍTICAS PÚBLICAS**. Revista Gestão & Sustentabilidade Ambiental, [S. l.], v. 4, p. 628–642, 2015. DOI: 10.19177/rgsa.v4e02015628-642. Disponível em: `https://portaldeperiodicos.animaeducacao.com.br/index.php/gestao_ambiental/article/view/3467`.

GONG, L.; CAO, W.; ZHAO, J. **An improved PSO algorithm for high accurate parameter identification of PV model**. IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe). 2017.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. [s.l.] McGraw Hill Brasil, 2016.

IRENA. **Renewable Power Generation Costs in 2022**. International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi. 2023. Disponível em: `https://www.irena.org/Publications/2023/Aug/Renewable-Power-Generation-Costs-in-2022`.

J. SCHONBERGER.**A single phase multi-string PV inverter with minimal bus capacitance**. 2009 13^{th} European Conference on Power Electronics and Applications. Barcelona, Spain. 2009.

KUMAR, M.; SHIVA KRISHNA RAO K, D. V. **Modelling and parameter estimation of solar cell using genetic algorithm**. International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICCS). 2019.

LUN, S.-X. et al. **A new explicit I–V model of a solar cell based on Taylor's series expansion**. Solar energy (Phoenix, Ariz.), v. 94, p. 221–232, 2013.

MAHMOUD, Y.; EL-SAADANY, E. F. **A photovoltaic model with reduced computational time**. IEEE transactions on industrial electronics (1982), p. 1–1, 2014.

MARCIO MENDES CASARO; DENIZAR CRUZ MARTINS. **Photovoltaic Array Model Aimed To Analyses In Power Electronics Through Simulation**. Eletrônica de Potência, v. 13, n. 3, p. 141–146, 2008.

MARQUES JUNIOR, Luiz. **Análise do desempenho de técnicas de controle aplicadas a quadrotores**. 2020. 83 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas, Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade, 2020.

MATHEW, L. E.; PANCHAL, A. **A complete numerical investigation on implicit and explicit PV single-diode-models using I- and V-approaches**. IEEE journal of photovoltaics, v. 11, n. 3, p. 827–837, 2021.

MCEVOY, A. J.; MARKVART, T.; CASTANER, L. (EDS.). **Practical handbook of photovoltaics: fundamentals and applications**. London, England: Elsevier Science, 2003.

NAKANISHI, F. et al. **Modeling and operation of a 10 kW photovoltaic power generator using equivalent electric circuit method**. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference. 2002.

NORVIG, P.; THRUN, S. 2018. **Thrun, S. CS373: Artificial intelligence for robotics**. Udacity, San Francisco, California. Disponível em: `https://www.udacity.com/course/artificial-intelligence-for-robotics--cs373`. Acesso em: 12 nov. 2023.

PERAÇA, M. T.; BARBI, I. **Three-level half-bridge inverter based on the three-state switching cell**. INDUSCON, Recife, Brasil. 2006.

PERAÇA, M. T.; BATISTA, F. A. B.; MARCELINO, L. M. **Inversor de cinco níveis baseado na célula de comutação de três estados**. 9^{th} IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010. São Paulo, Brasil. 2010.

ROBERTO FRANCISCO COELHO; SCHMITZ, L.; DENIZAR CRUZ MARTINS. **Energia Solar Fotovoltaica: Geração, Conversão e Aplicações**. Florianópolis, Santa Catarina. 2022.

SALEEM, H.; KARMALKAR, S. **An analytical method to extract the physical parameters of a solar cell from Four Points on the illuminated J-V curve**. IEEE electron device letters, v. 30, n. 4, p. 349–352, 2009.

SANTELO, T. N. **Célula de comutação de três estados aplicada ao pré-regulador boost de estágio único e elevado fator de potência**. 2006. 121 f. Dissertação (mestrado). Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2006.

SILVA JÚNIOR, E. T. **Análise e projeto de compensadores para o conversor boost**. 1994. 140 f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1994.

TAMRAKAR, V.; GUPTA, S. C.; SAWLE, Y. **Study of characteristics of single and double diode electrical equivalent circuit models of solar PV module**. International Conference on Energy Systems and Applications. 2015.

TEYABEEN, A. A. et al. **Parameters estimation of solar PV modules based on single-diode model**. 11^{th} International Renewable Energy Congress (IREC). 2020.

THOMA, Martin. **The Twiddle Algorithm**. 2014. Disponível em: `https://martin-thoma.com/twiddle/`. Acesso em: 12 nov. 2023.

TOMASZUK, A.; KRUPA, A. **Step-up DC/DC converters for photovoltaic applications - theory and performance**. Przegląd Elektrotechniczny. 89. 51-57, 2013.

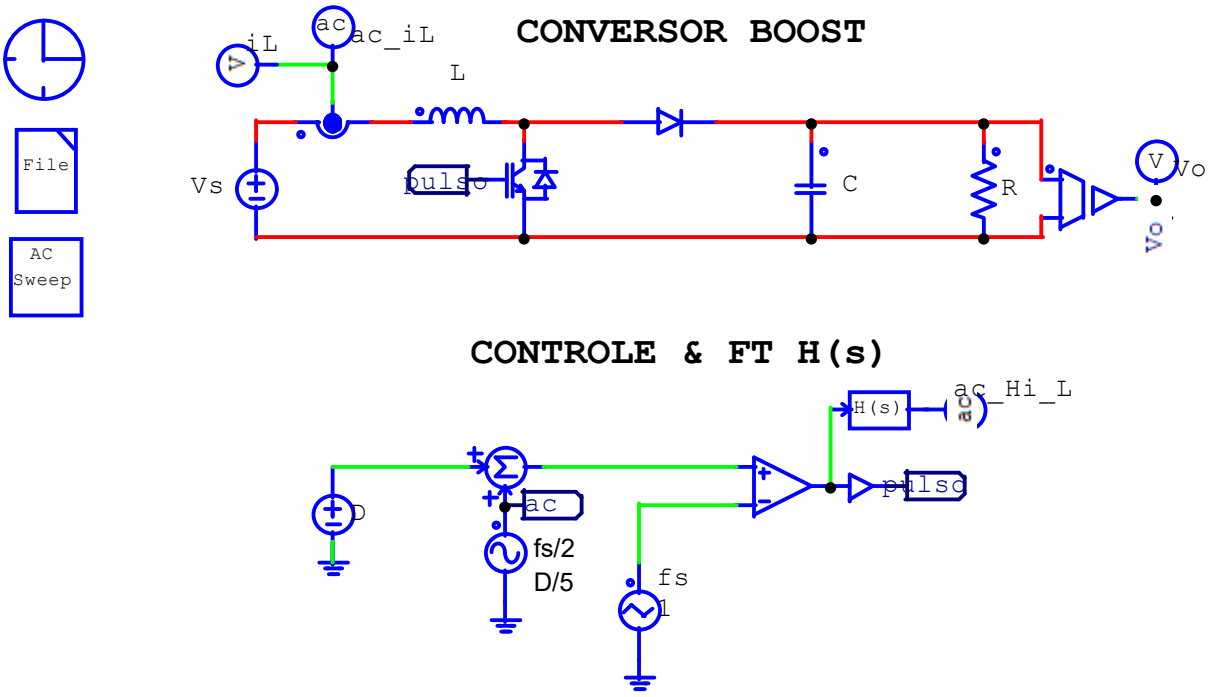
UOYA, M.; KOIZUMI, H. **A calculation method of photovoltaic array's operating point for MPPT evaluation based on one-dimensional newton–raphson method**. IEEE transactions on industry applications, v. 51, n. 1, p. 567–575, 2015.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. **Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.

ZHANG, C. et al. **Modeling and Prediction of PV Module Performance Under Different Operating Conditions Based on Power-Law I–V Model**. IEEE Journal of Photovoltaics, v. 10, n. 6, p. 1816–1827, 2020.

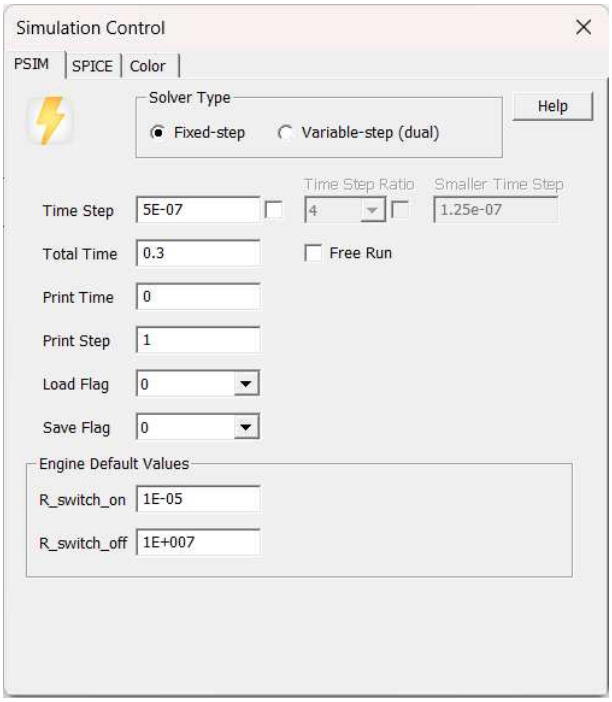
APÊNDICE A – ESQUEMAS, DESEMPENHO E PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Figura A.1 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: esquema de ligação no PSIM



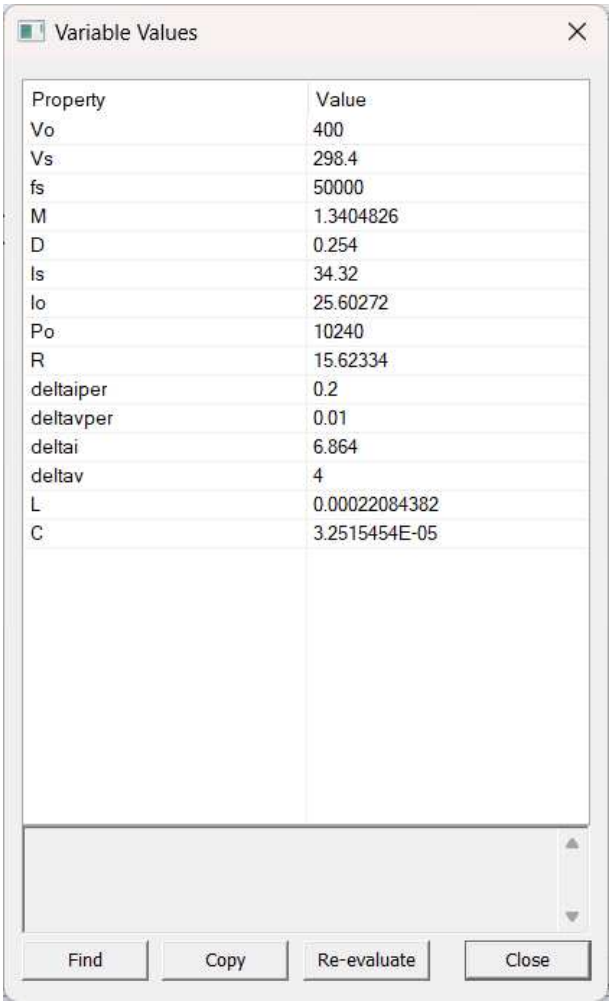
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.2 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: *solver*



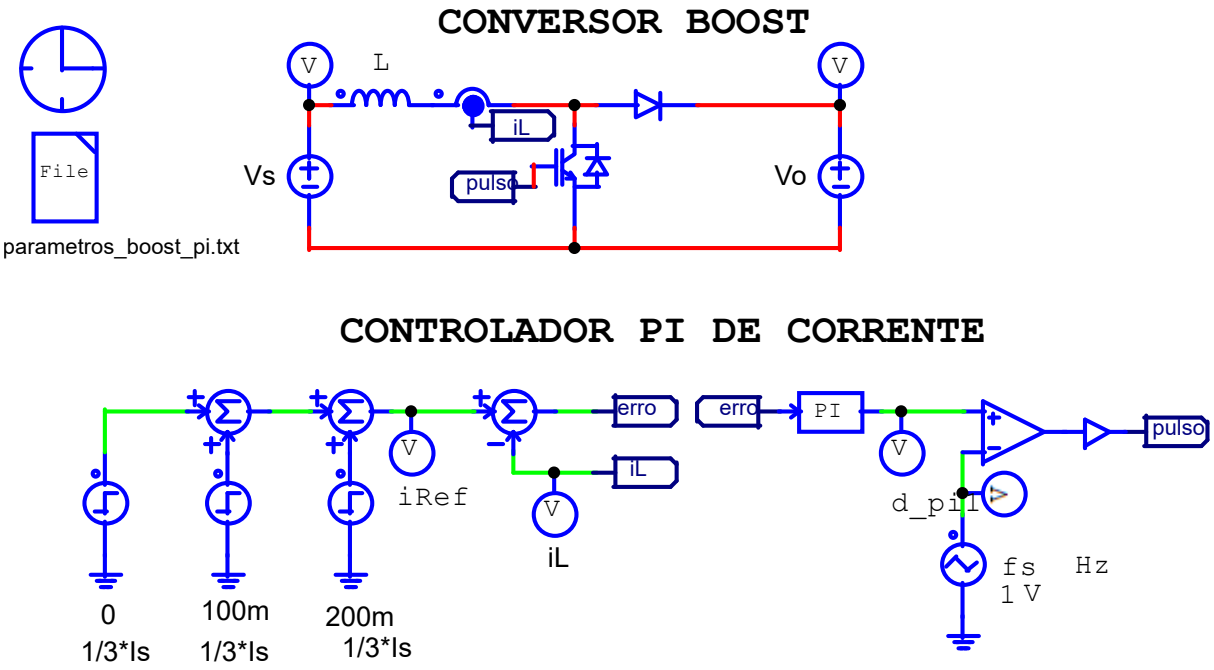
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.3 – Simulação do conversor *boost* e função de transferência modelada: parâmetros



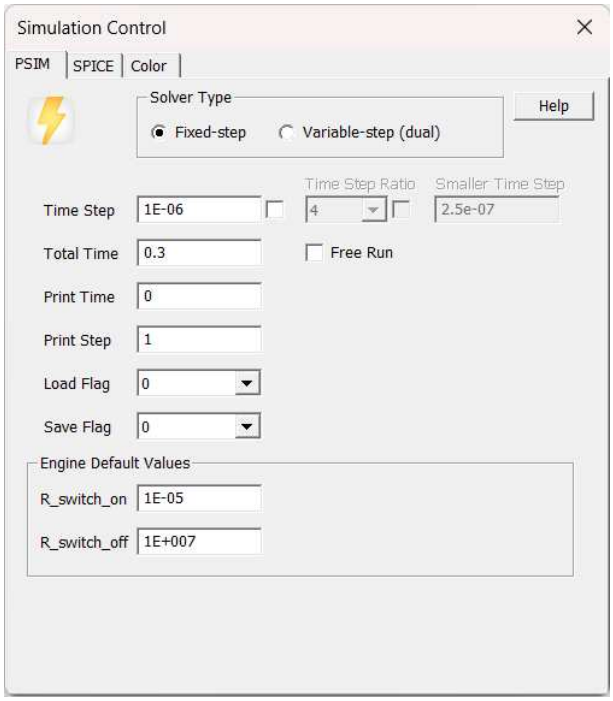
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.4 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: esquema de ligação no PSIM



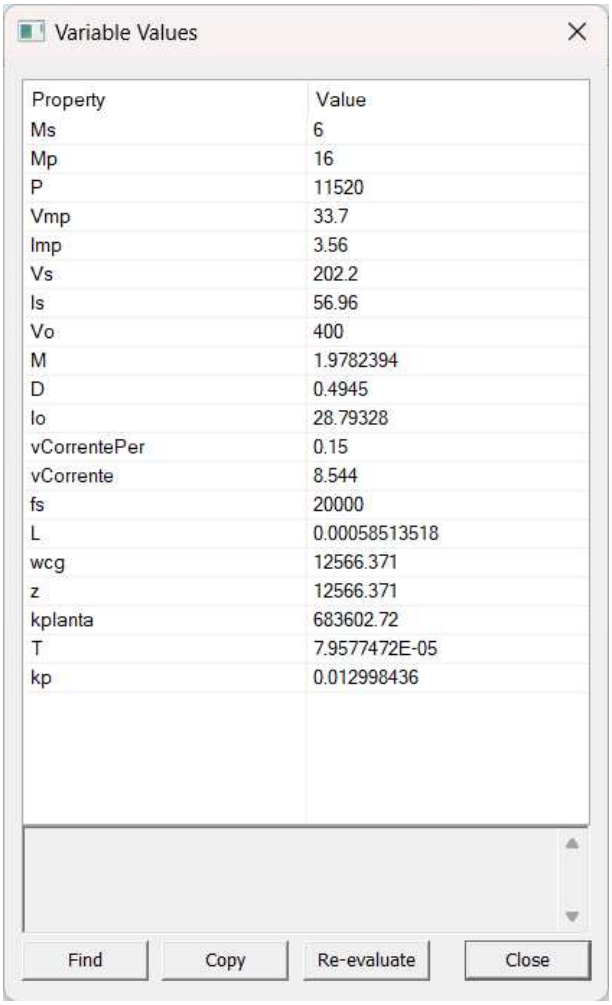
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.5 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: *solver*



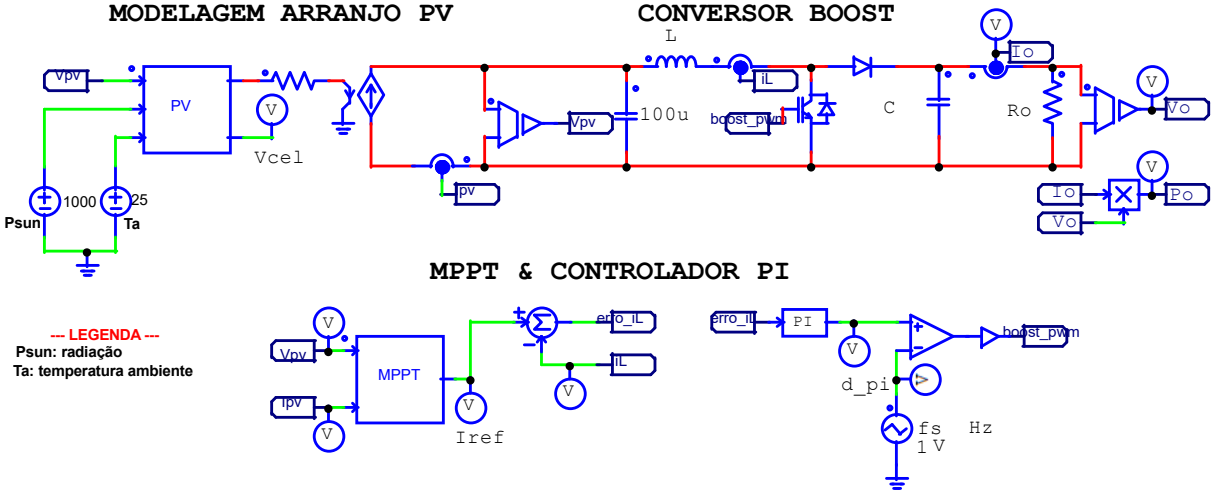
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.6 – Simulação do conversor *boost* e controlador PI de corrente: parâmetros



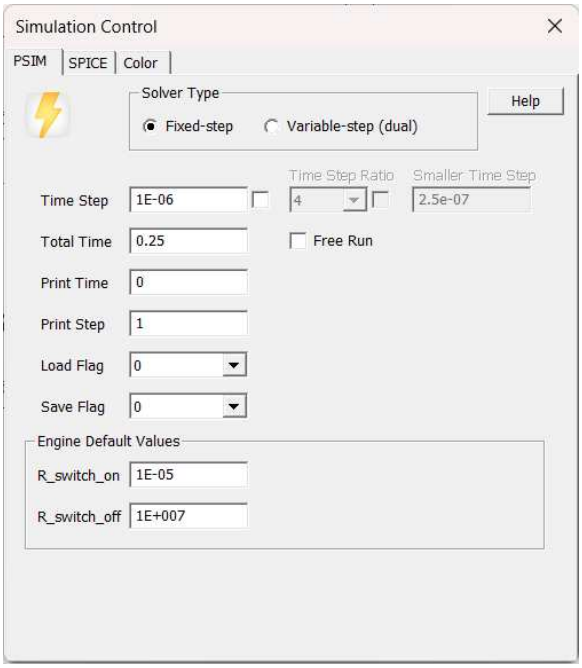
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.7 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: esquema de ligação no PSIM



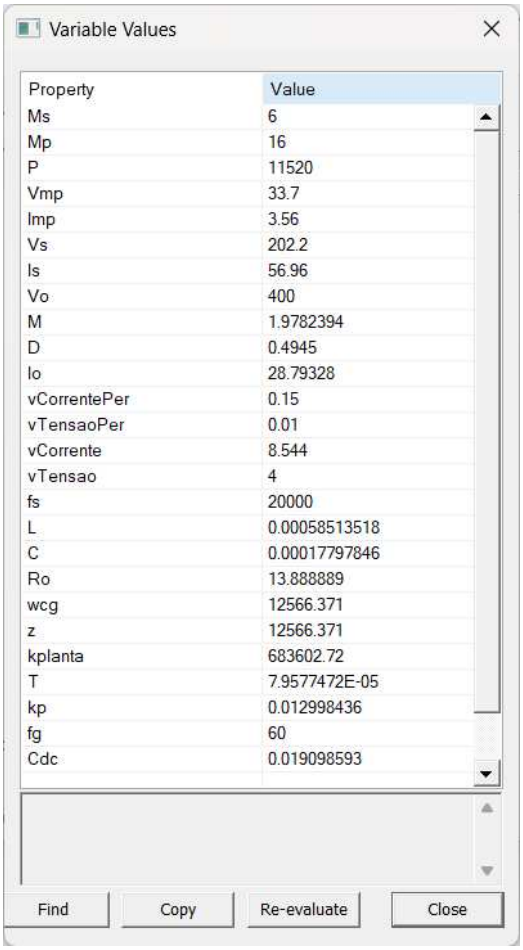
Fonte: Edição do autor, 2023

Figura A.8 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: *solver*



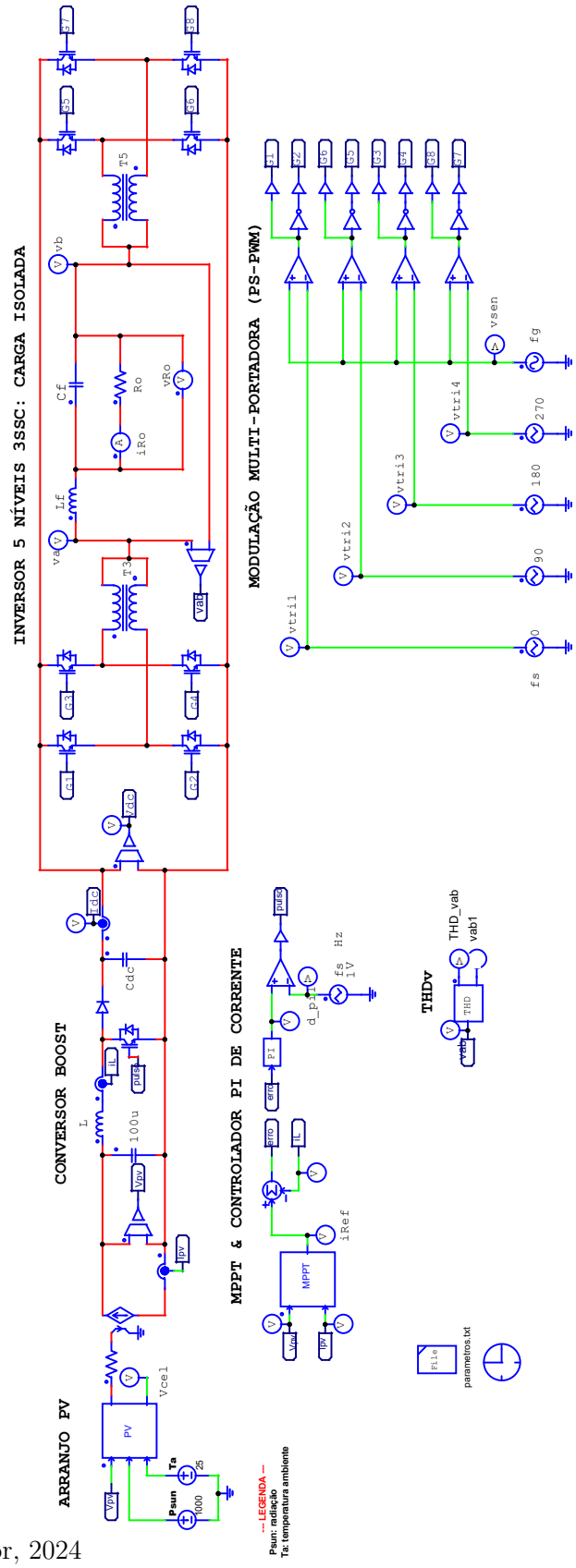
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.9 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT: parâmetros



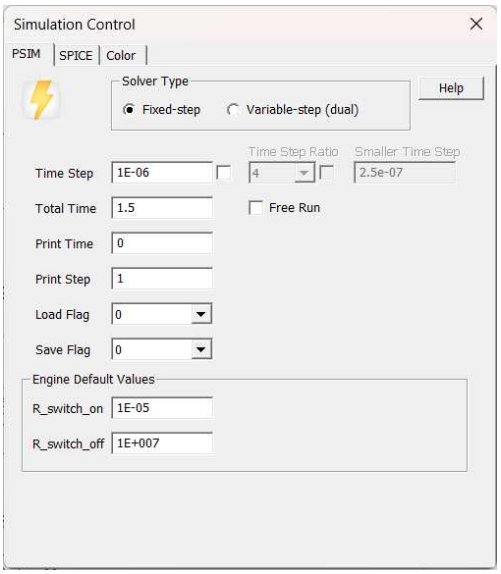
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.10 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e inversor 3SSC: esquema de ligação



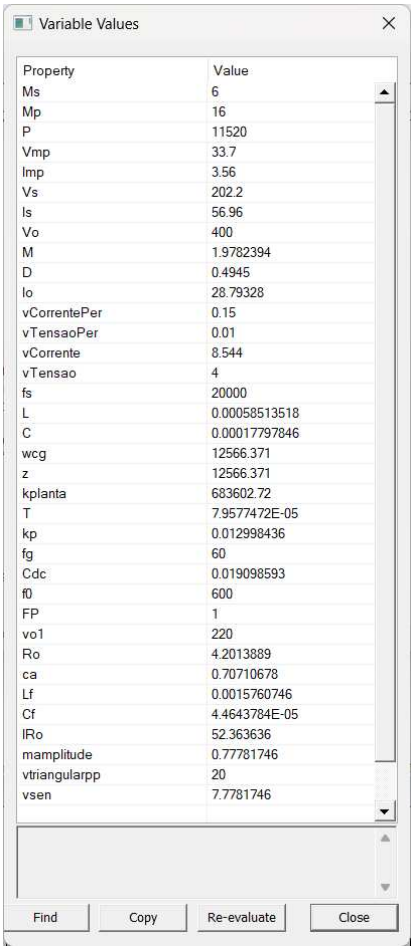
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.11 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e 3SSC: *solver*



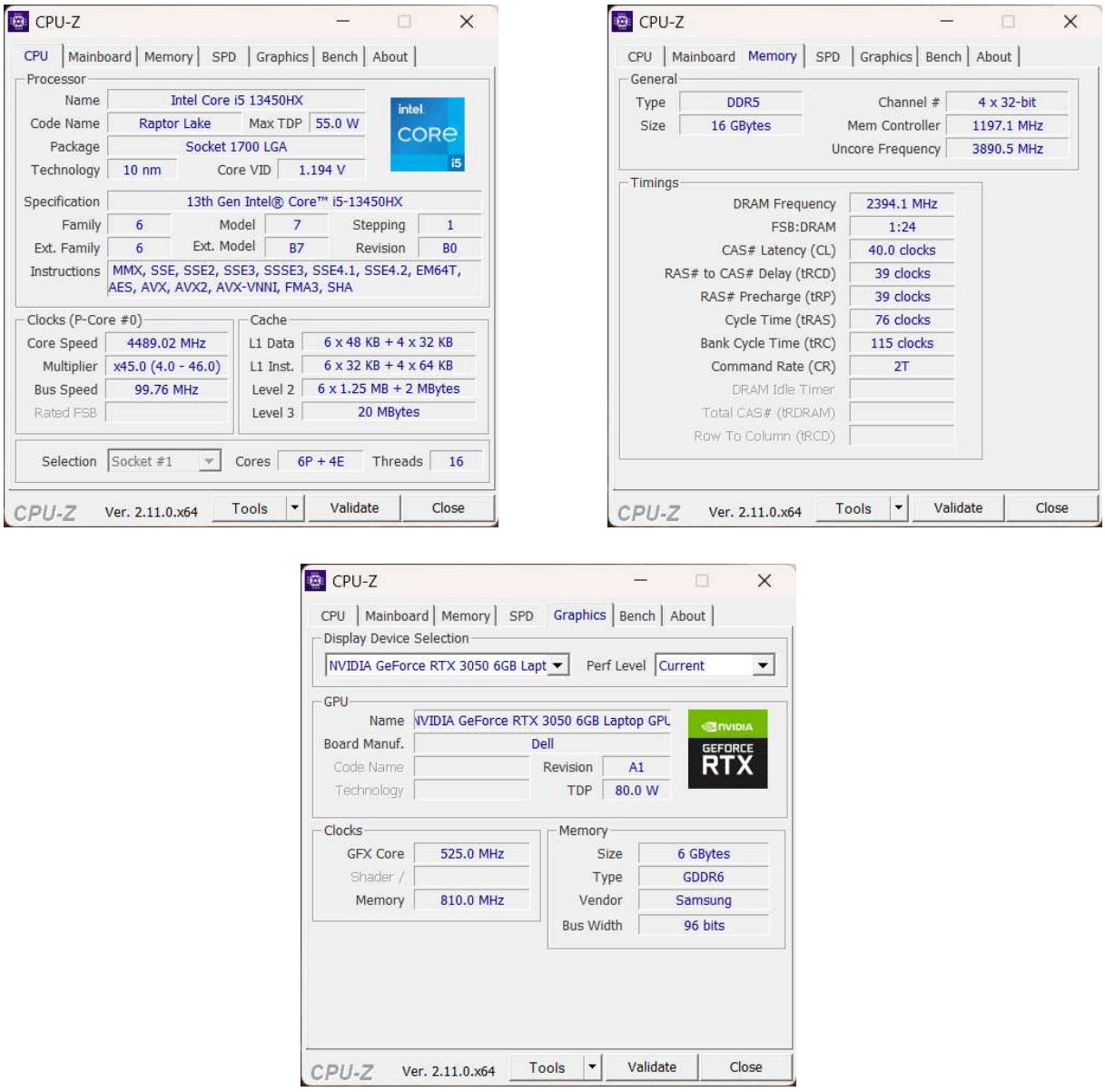
Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.12 – Simulação do conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e 3SSC: parâmetros



Fonte: Edição do autor, 2024

Figura A.13 – Especificações técnicas do computador local utilizado: CPU, memória e gráficos



Fonte: Edição do autor, 2024

Tabela A.1 – Tempo de simulação por cenário implementado no PSIM

Cenário	**Tempo**
Conversor *boost* e função de transferência modelada: diagrama de Bode	5min7s
Conversor *boost* e controlador PI de corrente	2s
Conversor *boost*, controlador PI de corrente e MPPT	6s
Conversor *boost*, controlador PI de corrente, MPPT e inversor 3SSC	44s

Fonte: Edição do autor, 2024

APÊNDICE B – ROTINAS

Rotina B.1 – Rotina em C que modela o funcionamento de um painel fotovoltaico no PSIM

```
1  #include <Stdlib.h>
2  #include <String.h>
3
4   int g_nInputNodes=0;
5   int g_nOutputNodes=0;
6
7   int g_nStepCount=0;
8
9  static float ...
       Pt=0,DP=0,DI=0,Vant=0,Pant=0,V=0,I1=0,Ippt=0,passo=0.01,Iant=0, ...
       Iref=20,tini = 1e-3;
10
11 //////////////
12 // FUNCTION: SimulationStep
13 //   This function runs at every time step.
14 //double t: (read only) time
15 //double delt: (read only) time step as in Simulation control
16 //double *in: (read only) zero based array of input values. in[0] is ...
       the first node, in[1] second input...
17 //double *out: (write only) zero based array of output values. ...
       out[0] is the first node, out[1] second output...
18 //int *pnError: (write only)  assign  *pnError = 1;  if there is an ...
       error and set the error message in szErrorMsg
19 //    strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
20 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
21 void SimulationStep(
22         double t, double delt, double *in, double *out,
23          int *pnError, char * szErrorMsg,
24          void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * ...
               reserved_AppPtr)
25 {
26 g_nStepCount++;
27
28 // In case of error, uncomment next two lines. Set *pnError to 1 and ...
       copy Error message to szErrorMsg
29  //*pnError=1;
30  //strcpy(szErrorMsg, "Place Error description here.");
31
32 if (t>tini && g_nStepCount%40==0 )
33 {
34 V = in[0];
35 I1 = in[1];
```

```
36 Pt = V *I1;
37
38 DP = Pt - Pant;
39 DI = I1 - Iant;
40
41 if(DP == 0) {
42
43 Iant = I1;
44 Pant = Pt;
45 }
46 else{
47     if(DP<0){
48         if(DI <0){
49             Iref = Iref + passo;
50             }
51         else{
52             Iref= Iref - passo;
53             }
54         }
55     else{
56         if(DI<0){
57             Iref= Iref - passo;
58             }
59         else{
60             Iref = Iref+ passo;
61             }
62         }
63
64 Iant =I1;
65 Pant = Pt;
66 }
67 }
68 out[0] = Iref;
69
70 }
71
72 ////////////////////////////
73 // FUNCTION: SimulationBegin
74 //   Initialization function. This function runs once at the ...
      beginning of simulation
75 //   For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs ...
      at the beginning of each simulation cycle.
76 //   Use this function to initialize static or global variables.
77 //const char *szId: (read only) Name of the C-block
78 //int nInputCount: (read only) Number of input nodes
79 //int nOutputCount: (read only) Number of output nodes
```

```
80 //int nParameterCount: (read only) Number of parameters is always ...
       zero for C-Blocks.  Ignore nParameterCount and pszParameters
81 //int *pnError: (write only)  assign  *pnError = 1;  if there is an ...
       error and set the error message in szErrorMsg
82 //    strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
83 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
84 void SimulationBegin(
85         const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
86          int nParameterCount, const char ** pszParameters,
87          int *pnError, char * szErrorMsg,
88          void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * ...
               reserved_AppPtr)
89 {
90  g_nInputNodes = nInputCount;
91  g_nOutputNodes = nOutputCount;
92
93 // In case of error, uncomment next two lines. Set *pnError to 1 and ...
       copy Error message to szErrorMsg
94  //*pnError=1;
95  //strcpy(szErrorMsg, "Place Error description here.");
96
97 }
98
99 ////////////////////////
100 // FUNCTION: SimulationEnd
101 //   Termination function. This function runs once at the end of ...
       simulation
102 //   For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs ...
       at the end of each simulation cycle.
103 //   Use this function to de-allocate any allocated memory or to ...
       save the result of simulation in an alternate file.
104 // Ignore all parameters for C-block
105 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
106 void SimulationEnd(const char *szId, void ** reserved_UserData, int ...
       reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
107 {
108
109 }
```

Rotina B.2 – Rotina em C para o rastreamento de máxima potência no PSIM

```
1 #include <Stdlib.h>
2 #include <String.h>
3
4  int g_nInputNodes=0;
5  int g_nOutputNodes=0;
```

```
6  int g_nStepCount=0;
7
8  ////////////////////////////////////////////////////////////////////
9  // FUNCTION: SimulationStep
10 //   This function runs at every time step.
11 //double t: (read only) time
12 //double delt: (read only) time step as in Simulation control
13 //double *in: (read only) zero based array of input values. in[0] is ...
       the first node, in[1] second input...
14 //double *out: (write only) zero based array of output values. ...
       out[0] is the first node, out[1] second output...
15 //int *pnError: (write only)  assign  *pnError = 1;  if there is an ...
       error and set the error message in szErrorMsg
16 //    strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
17 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
18 void SimulationStep(
19         double t, double delt, double *in, double *out,
20          int *pnError, char * szErrorMsg,
21          void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * ...
               reserved_AppPtr)
22 {
23 double Ipa, Vpa, Psun, Ta, Rs=0.00913788538, Rp=8.2784572,
24 Ms=6., Mp=16., Ns=72., Voc, Isc=3.87, a=0.65e-3,
25 n=1.2, k=1.38e-23, q=1.6e-19, EG=1.1, Tr, Vt,
26 V, Iph, Irr, Ir, I1=0., j;
27 Vpa = in[0];
28 Psun = in[1];
29 Ta = in[2];
30 Voc = 42.1/Ns;
31 Tr = 273+25;
32 Ta = 273+Ta;
33 Vt = n*k*Ta/q;
34 V = Vpa/Ns/Ms;
35 Iph = (Isc+a*(Ta-Tr))*Psun/1000;
36 Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
37 Ir = Irr*pow((Ta/Tr),3)*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/Ta));
38 for (j=1;j<6;j++)
39 I1 = I1-(Iph-I1-Ir*(exp((V+I1*Rs)/Vt)-1)-(V+I1*Rs)
40 /Rp)/(-1-Ir*exp((V+I1*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
41 if (I1<0) I1=0;
42 Ipa = I1*Mp;
43 out[0]=Ipa;
44 out[1]=V;
45 }
46
47 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
48 // FUNCTION: SimulationBegin
```

```
49 //   Initialization function. This function runs once at the ...
       beginning of simulation
50 //   For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs ...
       at the beginning of each simulation cycle.
51 //   Use this function to initialize static or global variables.
52 //const char *szId: (read only) Name of the C-block
53 //int nInputCount: (read only) Number of input nodes
54 //int nOutputCount: (read only) Number of output nodes
55 //int nParameterCount: (read only) Number of parameters is always ...
       zero for C-Blocks.  Ignore nParameterCount and pszParameters
56 //int *pnError: (write only)  assign  *pnError = 1;  if there is an ...
       error and set the error message in szErrorMsg
57 //    strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
58 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
59 void SimulationBegin(
60         const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
61          int nParameterCount, const char ** pszParameters,
62          int *pnError, char * szErrorMsg,
63          void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * ...
               reserved_AppPtr)
64 {
65  g_nInputNodes = nInputCount;
66  g_nOutputNodes = nOutputCount;
67
68 // In case of error, uncomment next two lines. Set *pnError to 1 and ...
       copy Error message to szErrorMsg
69  //*pnError=1;
70  //strcpy(szErrorMsg, "Place Error description here.");
71
72 }
73
74 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
75 // FUNCTION: SimulationEnd
76 //   Termination function. This function runs once at the end of ...
       simulation
77 //   For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs ...
       at the end of each simulation cycle.
78 //   Use this function to de-allocate any allocated memory or to ...
       save the result of simulation in an alternate file.
79 // Ignore all parameters for C-block
80 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
81 void SimulationEnd(const char *szId, void ** reserved_UserData, int ...
       reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
82 {
83
84 }
```

ANEXO A – FOLHAS DE DADOS

THE NEW VALUE FRONTIER

KYOCERA

KC200GT

HIGH EFFICIENCY MULTICRYSTAL
PHOTOVOLTAIC MODULE

LISTED

HIGHLIGHTS OF KYOCERA PHOTOVOLTAIC MODULES

Kyocera's advanced cell processing technology
and automated production facilities produce a highly efficient
multicrystal photovoltaic module.
The conversion efficiency of the Kyocera solar cell is over 16%.
These cells are encapsulated between a tempered glass cover
and a pottant with back sheet to provide efficient protection from the severest environmental conditions.
The entire laminate is installed in an anodized aluminum frame to provide structural strength and ease of installation.
Equipped with plug-in connectors.

APPLICATIONS

KC200GT is ideal for grid tie system applications.

- Residential roof top systems
- Large commercial grid tie systems
- Water Pumping systems
- High Voltage stand alone systems
- etc.

QUALIFICATIONS

- **MODULE** : UL1703 certified
- **FACTORY** : ISO9001 and ISO 14001

QUALITY ASSURANCE

Kyocera multicrystal photovoltaic modules have passed the following tests.

● Thermal cycling test ● Thermal shock test ● Thermal / Freezing and high humidity cycling test ● Electrical isolation test
● Hail impact test ● Mechanical, wind and twist loading test ● Salt mist test ● Light and water-exposure test ● Field exposure test

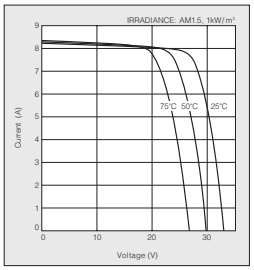
LIMITED WARRANTY

※1 year limited warranty on material and workmanship
※20 years limited warranty on power output: For detail, please refer to "category IV" in Warranty issued by Kyocera

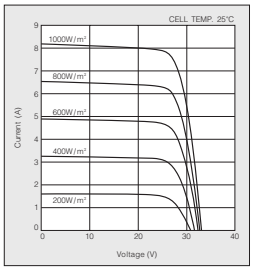
(Long term output warranty shall warrant if PV Module(s) exhibits power output of less than 90% of the original minimum rated power specified at the time of sale within 10 years and less than 80% within 20 years after the date of sale to the Customer. The power output values shall be those measured under Kyocera's standard measurement conditions. Regarding the warranty conditions in detail, please refer to Warranty issued by Kyocera)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Current-Voltage characteristics of Photovoltaic Module KC200GT at various cell temperatures



Current-Voltage characteristics of Photovoltaic Module KC200GT at various irradiance levels

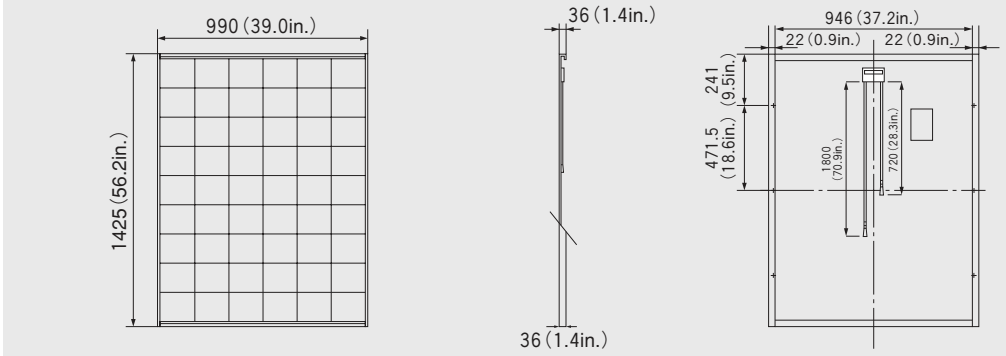


SPECIFICATIONS

KC200GT

■ Physical Specifications

Unit : mm (in.)



■ Specifications

■ Electrical Performance under Standard Test Conditions (*STC)	
Maximum Power (Pmax)	200W (+10%/−5%)
Maximum Power Voltage (Vmpp)	26.3V
Maximum Power Current (Impp)	7.61A
Open Circuit Voltage (Voc)	32.9V
Short Circuit Current (Isc)	8.21A
Max System Voltage	600V
Temperature Coefficient of Voc	-1.23×10^{-1} V/℃
Temperature Coefficient of Isc	3.18×10^{-3} A/℃

*STC : Irradiance 1000W/m², AM1.5 spectrum, module temperture 25℃

■ Electrical Performance at 800W/m², NOCT, AM1.5	
Maximum Power (Pmax)	142W
Maximum Power Voltage (Vmpp)	23.2V
Maximum Power Current (Impp)	6.13A
Open Circuit Voltage (Voc)	29.9V
Short Circuit Current (Isc)	6.62A

NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) : 47℃

■ Cells	
Number per Module	54

■ Module Characteristics	
Length × Width × Depth	1425mm(56.2in)×990mm(39.0in)×36mm(1.4in)
Weight	18.5kg(40.7lbs.)
Cable	(+)720mm(28.3in),(-)1800mm(70.9in)

■ Junction Box Characteristics	
Length × Width × Depth	113.6mm(4.5in)×76mm(3.0in)×9mm(0.4in)
IP Code	IP65

■ Reduction of Efficiency under Low Irradiance	
Reduction	7.8%

Reduction of efficiency from an irrandiance of 1000W/m² to 200W/m² (module temperature 25℃)

Please contact our office for further information

KYOCERA

KYOCERA Corporation

■ KYOCERA Corporation Headquarters
CORPORATE SOLAR ENERGY DIVISION
6 Takeda Tobadono-cho
Fushimi-ku, Kyoto
612-8501, Japan
TEL:(81)75-604-3476 FAX:(81)75-604-3475
http://www.kyocera.com

● KYOCERA Solar, Inc.
7812 East Acoma Drive
Scottsdale, AZ 85260, USA
TEL:(1)480-948-8003 or (800)223-9580 FAX:(1)480-483-6431
http://www.kyocerasolar.com

● KYOCERA Solar do Brasil Ltda.
Av. Guignard 661, Loja A
22790-200, Recreio dos Bandeirantes, Rio de Janeiro, Brazil
TEL:(55)21-2437-8525 FAX:(55)21-2437-2338
http://www.kyocerasolar.com.br

● KYOCERA Solar Pty Ltd.
Level 3, 6-10 Talavera Road, North Ryde
N.S.W. 2113, Australia
TEL:(61)2-9870-3948 FAX:(61)2-9888-9588
http://www.kyocerasolar.com.au/

● KYOCERA Fineceramics GmbH
Fritz Muller strasse 107, D-73730 Esslingen, Germany
TEL:(49)711-93934-917 FAX:(49)711-93934-950
http://www.kyocerasolar.de/

● KYOCERA Asia Pacific Pte. Ltd.
298 Tiong Bahru Road, #13-03/05
Central Plaza, Singapore 168730
TEL:(65)6271-0500 FAX:(65)6271-0600

● KYOCERA Asia Pacific Ltd.
Room 801-802, Tower 1 South Seas Centre, 75 Mody Road,
Tsimshatsui East, Kowloon, Hong Kong
TEL:(852)2-7237183 FAX:(852)2-7244501

● KYOCERA Asia Pacific Ltd. Taipei Office
10 Fl., No.66, Nanking West Road, Taipei, Taiwan
TEL:(886)2-2555-3609 FAX:(886)2-2559-4131

● KYOCERA(Tianjin) Sales & Trading Corporation
19F, Tower C HeQiao Building 8A GuangHua Rd.,
Chao Yang District, Beijing 100026, China
TEL:(86)10-6583-2270 FAX:(86)10-6583-2250

Kyocera reserves the right to modify these specifications without notice

bp solar

BP SX 120

120-Watt
Multicrystalline Photovoltaic Module

BP Solar's SX series provides cost-effective photovoltaic power for general use, operating DC loads directly or, in an inverter-equipped system, AC loads. The SX 120's 72 cells in series charge 24V batteries (or multiples of 24V) efficiently. With 120 watts of nominal maximum power, it is used primarily in utility grid-supplemental systems, telecommunications, remote villages and clinics, pumping, and land-based aids to navigation.

Proven Materials and Construction

BP Solar's quarter-century of field experience shows in every aspect of this module's construction and materials:

- Frame strength exceeds requirements of certifying agencies;
- 72 multicrystalline silicon solar cells in series with bypass diodes installed;
- Cells are laminated between sheets of ethylene vinyl acetate (EVA) and high-transmissivity low-iron 3mm tempered glass.

Clear Anodized Universal Frame

Limited Warranties

- Power output for 20 years;
- Freedom from defects in materials and workmanship for 1 year.

See our website or your local representative for full terms of these warranties.

High-Capacity Versatile Junction Box

The junction box is raintight (IP54 rated) and accepts PG13.5 or 1/2" nominal conduit or cable fittings. Its volume (411cc, 25 cubic inches) and 6-terminal connection block enable most system array connections (putting modules in series or parallel) to be made right in the junction box. Options include:

- an oversize terminal block which accepts conductors up to 25mm² (AWG #4); standard terminals accept up to 6mm² (AWG #10);
- a Solarstate™ charge regulator.

Quality and Safety

- Manufactured in ISO 9001-certified factories;
- Listed by Underwriter's Laboratories for electrical and fire safety (Class C fire rating);
- Certified by TÜV Rheinland as Class II equipment for use in systems with voltage up to 1000 VDC;
- Approved by Factory Mutual Research for application in NEC Class 1, Division 2, Groups C & D hazardous locations;
- Compliant with the requirements of IEC 61215 including:
  - repetitive cycling between -40°C and 85°C at 85% relative humidity;
  - simulated impact of 25mm (one-inch) hail at terminal velocity;
  - a "damp heat" test, consisting of 1000 hours of exposure to 85°C and 85% relative humidity;
  - a "hot-spot" test, which determines a module's ability to tolerate localized shadowing (which can cause reverse-biased operation and localized heating);
  - static loading, front and back, of 2400 pascals (50 psf); front loading (e.g. snow) of 5400 pascals (113 psf).

BP SX 120

UL FM APPROVED TÜV

©2001 BP Solar Global Marketing

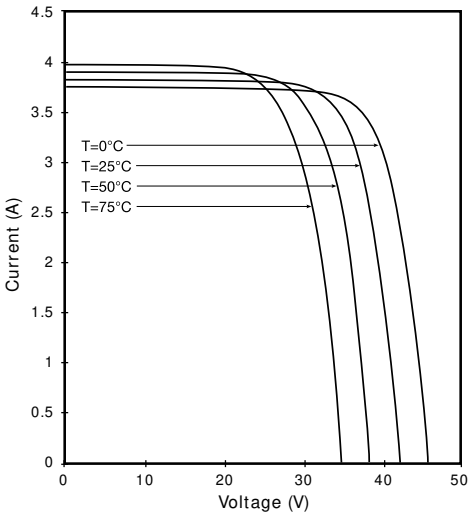
Electrical Characteristics[1]

	BP SX 110	BP SX 120
Maximum power (P_{max})	110W	120W
Voltage at P_{max} (V_{mp})	32.9V	33.7V
Current at P_{max} (I_{mp})	3.34A	3.56A
Warranted minimum P_{max}	100W	110W
Short-circuit current (I_{sc})	3.69A	3.87A
Open-circuit voltage (V_{oc})	41.2V	42.1V
Temperature coefficient of I_{sc}	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of V_{oc}	-(160±10)mV/°C	
Approximate effect of temperature on power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT[3]	47±2°C	
Maximum system voltage[4]	600V	

Notes

1. These data represent the performance of typical modules as measured at their output terminals, and do not include the effect of such additional equipment as diodes or cables. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:
   - illumination of 1 kW/m² (1 sun) at spectral distribution of AM 1.5 (ASTM E892 global spectral irradiance);
   - cell temperature of 25°C.
2. During the stabilization process which occurs during the first few months of deployment, module power may decrease approximately 3% from typical P_{max}.
3. The cells in an illuminated module operate hotter than the ambient temperature. NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) is an indicator of this temperature differential, and is the cell temperature under Standard Operating Conditions: ambient temperature of 20°C, solar irradiation of 0.8 kW/m², and wind speed of 1m/s.
4. U.S. NEC rating.

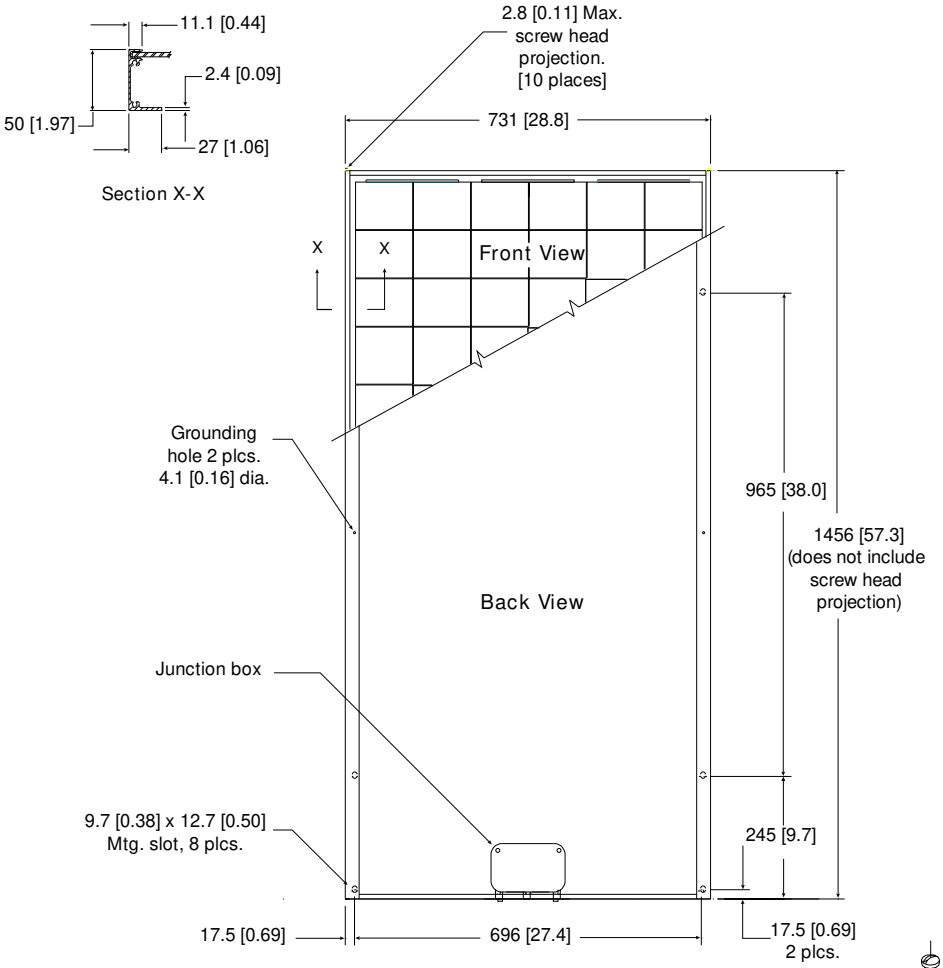
BP SX 120 I-V Curves



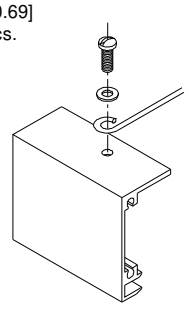
Mechanical Characteristics

Weight
BP SX 120 12.8 kg (28.3 pounds)

Dimensions
Unbracketed dimensions are in millimeters.
Dimensions in brackets are in inches.
Overall tolerances ±3mm (1/8")



BP SX 120



Grounding Detail

bp solar

This publication summarizes product warranty and specifications, which are subject to change without notice and should not be used as the definitive source of information for final system design. Additional warranty and technical information may be found on our website www.bpsolar.com or may be obtained from your local representative.

Printed on recycled paper with vegetable based inks.