Universidade Estadual de Londrina
Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Lucas Casagrande Storck

Microinversor Buck-Boost Estágio Único com Terra Comum: Análise, Implementação *Stand-alone* e Estudo de Otimização Meta-Heurística de Controle PI-MR para Conexão com a Rede

Londrina
2026

Universidade Estadual de Londrina

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Lucas Casagrande Storck

Microinversor Buck-Boost Estágio Único com Terra Comum: Análise, Implementação *Stand-alone* e Estudo de Otimização Meta-Heurística de Controle PI-MR para Conexão com a Rede

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva

Londrina
2026

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UEL

Storck, Lucas Casagrande.
Microinversor Buck-Boost Estágio Único com Terra Comum: : Análise, Implementação Stand-alone e Estudo de Otimização Meta-Heurística de Controle PI-MR para Conexão com a Rede / Lucas Casagrande Storck. - Londrina, 2026.
113 f.

Orientador: Newton da Silva.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2026.
Inclui bibliografia.

1. Microinversor fotovoltaico - Tese. 2. Energias Renováveis - Tese. 3. Otimização - Tese. 4. Qualidade de Energia - Tese. I. da Silva, Newton. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 62

Lucas Casagrande Storck

Microinversor Buck-Boost Estágio Único com Terra Comum: Análise, Implementação *Stand-alone* e Estudo de Otimização Meta-Heurística de Controle PI-MR para Conexão com a Rede

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Newton da Silva
Universidade Estadual de Londrina
Orientador

Prof. Dr. Francisco Granziera Junior
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Londrina, 4 de setembro de 2026

Dedico este trabalho à minha mãe

Agradecimentos

Agradeço a todos que de alguma forma contribuíram, torceram e estiveram ao meu lado durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Newton da Silva, por sua disponibilidade, pelo tempo dedicado, pelo conhecimento transmitido e por me incentivar a ingressar no Mestrado enquanto eu ainda concluía o TCC em seu laboratório.

Agradeço ao Prof. Dr. Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes, por toda a ajuda e contribuição, desde a banca de qualificação até a conclusão desse trabalho.

Por fim, agradeço à Universidade Estadual de Londrina e ao Departamento de Engenharia Elétrica pela oportunidade de cursar uma pós-graduação de forma gratuita. Agradeço também a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro. Código de Financiamento 001.

Lucas Casagrande Storck. **Microinversor Buck-Boost Estágio Único com Terra Comum: Análise, Implementação *Stand-alone* e Estudo de Otimização Meta-Heurística de Controle PI-MR para Conexão com a Rede**. 2026. 113 p. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina, Londrina.

Resumo

Com a crescente demanda global por energia elétrica e a constante redução no custo dos módulos fotovoltaicos, a Geração Distribuída em residências e pequenos comércios tem se expandido rapidamente. Nesse cenário, os microinversores ganharam popularidade devido à sua simplicidade de instalação, baixo custo inicial e facilidade da expansão. Ao estudar diversas topologias de microinversores, destaca-se uma topologia com ganho *buck-boost* que, por incorporar um estágio de entrada indutivo semelhante ao conversor *boost*, assegura baixa ondulação na corrente drenada do módulo fotovoltaico, operando em estágio único, sem transformador e com aterramento comum. No entanto, foram identificadas lacunas nas metodologias e técnicas de controle utilizadas nos trabalhos revisados que tratam deste conversor. Além disso, a qualidade da corrente injetada na rede por esses inversores é comprometida quando operam em redes elétrica com distorção harmônica. Dessa forma, este trabalho revisa os principais trabalhos dessa topologia de microinversor e obtêm resultados de simulação em malha aberta e conectado à rede elétrica através de um controlador Proporcional-Integral-Ressonante (PI-R), que validam o funcionamento e o comportamento da topologia. Resultados experimentais em malha aberta e em malha fechada operando no modo *stand-alone* também são obtidos através de um protótipo, que são corroborados com os resultados de simulação obtidos. Também é realizado um estudo teórico que considera a conexão dessa topologia em uma rede elétrica distorcida e a utilização de um controlador Proporcional-Integral-Multirressonante (PI-MR), onde os ganhos desse controlador são otimizados através de quatro algoritmos de meta-heurística, devido à sua complexidade de sintonia. Como resultado, a metodologia de otimização proposta mostrou-se uma abordagem eficaz para o ajuste do controlador, fornecendo um procedimento sistemático para determinar os ganhos do controlador e alcançando desempenho satisfatório na mitigação de harmônicos sob condições de rede distorcida.

Palavras-Chave: 1. Energias Renováveis 2. Qualidade de Energia 3. Eletrônica de Potência 4. Algoritmos de meta-heurística

Lucas Casagrande Storck. **Single-Stage Common-Ground Buck-Boost Microinverter: Analysis, Standalone Implementation, and Meta-Heuristic Optimization Study of PI-MR Control for Grid Connection**. 2026. 113 p. Monograph in Electrical Engineering - Londrina State University, Londrina.

Abstract

With the growing global demand for electrical energy and the continuous cost reduction of photovoltaic modules, Distributed Generation in residential and commercial applications has expanded rapidly. In this scenario, microinverters have gained popularity due to their installation simplicity, low initial cost, and ease of expansion. Among various microinverter topologies, an architecture featuring buck-boost gain stands out; because it incorporates an inductive input stage similar to a boost converter, it ensures low ripple in the current drawn from the photovoltaic module, while operating in a single stage, without a transformer, and with a common ground. However, gaps were identified in the control methodologies and techniques reported in the literature dealing with this converter. Furthermore, the quality of the current injected into the grid by such inverters is compromised when operating under harmonic-distorted grid conditions. Therefore, this work reviews the main literature on this microinverter topology and presents open-loop and grid-connected simulation results using a Proportional-Integral-Resonant (PI-R) controller, validating the operation and behavior of the topology. Experimental results in open-loop and closed-loop standalone operation obtained from a prototype are also presented, demonstrating good agreement with the simulation results. Furthermore, a theoretical study is conducted considering the grid connection of this topology under a distorted electrical grid using a Proportional-Integral-Multiresonant (PI-MR) controller, whose gains are optimized via four metaheuristic algorithms due to tuning complexity. As a result, the proposed optimization methodology proved to be an effective approach for controller tuning, providing a systematic procedure to determine the controller gains and achieving satisfactory harmonic mitigation performance under distorted grid conditions.

Key-words: 1. Renewable Energy 2. Power Quality 3. Power Electronics 4. Metaheuristic algorithms

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Curvas I×V e P×V de um módulo fotovoltaico. 28
Figura 2 – Curvas I×V e P×V de dois módulos associados em série. 29
Figura 3 – Fluxograma do algoritmo P&O aplicado ao MPPT. 29
Figura 4 – Configurações de inversores *on-grid* mais utilizadas atualmente. 31
Figura 5 – Filtros passivos utilizados na saída de inversores fotovoltaicos. 32
Figura 6 – Exemplo de algoritmo PLL monofásico. 33
Figura 7 – Exemplo de controle de inversor conectado à rede elétrica. 34
Figura 8 – Estados de operação dos inversores do tipo *boost*. 35
Figura 9 – Conversor CC-CC Ćuk de saída invertida e não invertida. 36
Figura 10 – Inversor Ćuk com 6 chaves. 36
Figura 11 – Modos de operação do inversor Ćuk de 6 chaves. 37
Figura 12 – Modulação e pulsos das chaves do inversor Ćuk de 6 chaves. 38
Figura 13 – Circuito para geração dos pulsos do inversor Ćuk de 6 chaves. 39
Figura 14 – Corrente de entrada do inversor Ćuk com 6 chaves. 39
Figura 15 – Inversor Ćuk com 5 chaves. 40
Figura 16 – Etapas de operação do inversor Ćuk de 5 chaves. 41
Figura 17 – Modulação e pulsos em cada chave do Ćuk de 5 chaves. 42
Figura 18 – Conversores utilizados na dedução do inversor elevador com 5 chaves. . 43
Figura 19 – Inversor baseado no conversor *boost* e inversor ponte completa. 43
Figura 20 – Corrente de entrada do inversor elevador com 5 chaves. 44
Figura 21 – Modulação do S^{2}CGBI com dois sinais de referência. 46
Figura 22 – Sinal de modulação gerado a partir da Equação 5. 48
Figura 23 – Topologias adicionais de microinversores *buck-boost* com apenas cinco chaves. 49
Figura 24 – Circuito do microinversor S^{2}CGBI. 51
Figura 25 – Circuito para geração dos pulsos das chaves do microinversor. 52
Figura 26 – Circuito simplificado para geração dos pulsos das chaves do microinversor. 53
Figura 27 – Etapas de operação do inversor S^{2}CGBI. 54
Figura 28 – Modulação e pulsos nas chaves do inversor S^{2}CGBI. 54
Figura 29 – Corrente de entrada do inversor S^{2}CGBI. 55
Figura 30 – Exemplo de controlador Proporcional-Ressonante. 61
Figura 31 – Exemplo de controlador Proporcional-Integral-Multirressonante. 62
Figura 32 – Representação esquemática do algoritmo genético. 64
Figura 33 – Fluxograma do algoritmo PSO. 65

Figura 34 – Circuito do microinversor elaborado no *Simulink*. 69
Figura 35 – Circuito do para aquisição da função C_f no *Simulink*. 71
Figura 36 – Diagrama de Bode de $G_2(s) \cdot C(s)$. 72
Figura 37 – PCI de *gate-driver*: Versão digital e física. 73
Figura 38 – PCI de fonte para alimentação do *gate-driver*: Versão digital e física. . 73
Figura 39 – PCI do circuito de lógica: Versão digital e física. 74
Figura 40 – Placa de alimentação para o microinversor. 74
Figura 41 – Placa de potência do microinversor: Versão digital e física. 75
Figura 42 – Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*. 76
Figura 43 – Circuito do *Simulink* utilizado para geração do código em malha aberta. 76
Figura 44 – Circuito do *Simulink* utilizado para geração do código em malha fechada. 77
Figura 45 – Bancada experimental utilizada nos resultados experimentais. 78
Figura 46 – Circuito do microinversor simulado em malha aberta. 80
Figura 47 – Tensão de saída do microinversor antes do filtro LC obtidas via simulação. 81
Figura 48 – Tensão e corrente de saída do microinversor após o filtro LC obtidas via simulação. 81
Figura 49 – Tensão e corrente no capacitor C_1 obtidas via simulação. 82
Figura 50 – Tensão sobre os MOSFETs durante a operação do inversor obtida via simulação. 83
Figura 51 – Tensão e corrente de saída do microinversor com carga RL obtida via simulação. 84
Figura 52 – Tensão e corrente de saída do microinversor com carga não linear obtida via simulação. 85
Figura 53 – Tensão e corrente de saída experimental em malha aberta com carga resistiva. 87
Figura 54 – Tensão de entrada, barramento CC e ondulação de tensão obtidos experimentalmente. 87
Figura 55 – Visão macroscópica e microscópica das correntes I_{C_1} e I_{L_1} obtidas experimentalmente. 88
Figura 56 – Formas de onda de saída com carga não linear obtidas experimentalmente. 89
Figura 57 – Tensão e corrente na carga durante variação de I_{ref} obtidas via simulação. 90
Figura 58 – Tensão e corrente na carga durante variação de d obtidas via simulação. 91
Figura 59 – Resultados experimentais da variação da corrente de referência do controlador. 92
Figura 60 – Resultados experimentais da variação da razão cíclica d. 92
Figura 61 – Circuito do microinversor simulado em malha fechada. 93
Figura 62 – Tensão e corrente da rede elétrica e corrente de saída do microinversor obtida via simulação. 94

Figura 63 – Corrente de entrada do microinversor e tensão no capacitor C_1 obtida via simulação. 95
Figura 64 – Resposta à variação da razão cíclica M obtida via simulação. 95
Figura 65 – Resposta à variação da razão cíclica d obtida via simulação. 96
Figura 66 – Exemplo de corrente de saída do microinversor com rede elétrica distorcida. 97
Figura 67 – Tempo de execução dos algoritmos utilizados. 98
Figura 68 – Curva de convergência de cada rodada por algoritmo. 98
Figura 69 – Comparação de convergência da melhor rodada de cada algoritmo. . . . 99
Figura 70 – Amplitude das harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem obtida com o controlador PI-R sem otimização, PI-MR otimizado pelos algoritmos e limite estabelecido por norma. 100
Figura 71 – Formas de onda da tensão distorcida da rede elétrica, corrente injetada na rede com controlador PI-R e corrente injetada na rede com controlador PI-MR. 101

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Limite de distorção harmônica de corrente determinada pela NBR 16149:2013. 32
Tabela 2 – Estado das chaves do inversor derivado do Ćuk em MCC. 47
Tabela 3 – Parâmetros de Simulação para o treinamento de cada algoritmo. 70
Tabela 4 – Controlador inicial e intervalo de busca para cada variável do controlador. 71
Tabela 5 – Parâmetros utilizados na simulação em malha aberta. 80
Tabela 6 – Eficiência do protótipo experimental em malha aberta. 85
Tabela 7 – Parâmetros utilizados no protótipo experimental em malha aberta. . . 86
Tabela 8 – Ganhos dos controladores do algoritmo de PLL e PI-R. 93
Tabela 9 – Ganhos do controlador obtidos na melhor rodada de cada algoritmo. . 99
Tabela 10 – Valores de $\mathrm{DHT}_{\mathrm{ig}}$, ITAE e C_f do controlador PI-R e do melhor resultado obtido em cada algoritmo. 100

Lista de Siglas e Abreviaturas

ABS	*Valor Absoluto*
CA	*Corrente Alternada*
CC	*Corrente Contínua*
CI	*Circuito Integrado*
DHT	*Distorção Harmônica Total*
FPGA	*Matriz de Portas Programáveis em Campo (Field-Programmable Gate Array)*
GA	*Algoritmo Genético (Genetic Algorithm)*
GD	*Geração Distribuída*
GPIO	*General-Purpose Input/Output*
IAE	*Integral do Erro Absoluto (Integral Absolute Error)*
IGBT	*Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor)*
ISE	*Integral do Erro Quadrático (Integral Square Error)*
ITAE	*Integral do Tempo Multiplicado pelo Erro Absoluto (Integral Time Absolute Error)*
ITSE	*Integral do Tempo Multiplicado pelo Quadrado do Erro (Integral Time Square Error)*
MCC	*Modo de Condução Contínuo*
MCD	*Modo de Condução Descontínuo*
MOSFET	*Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)*
MPA	*Algoritmo de Predadores Marinhos (Marine Predators Algorithm)*
MPPT	*Seguimento do Ponto de Máxima Potência (Maximum Power Point Tracking)*
MR	*Multi-Ressonante*
PCI	*Placa de Circuito Impresso*
PI	*Proporcional-Integral*
PID	*Proporcional-Integral-Derivativo*
PI-MR	*Proporcional-Integral-Multi-Ressonante*
PI-R	*Proporcional-Integral-Ressonante*
PLL	*Circuito de Travamento de Fase (Phase Locked Loop)*
PMP	*Ponto de Máxima Potência*
P&O	*Perturba & Observa*
PR	*Proporcional-Ressonante*
PSO	*Otimização por Exame de Partículas (Particle Swarm Optimization)*
PV	*Fotovoltaico*

PWM	*Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)*
RDS_{ON}	*Resistência Dreno-Source durante condução do MOSFET*
S^2CGBI	*Inversor Boost de Estágio Único com Aterramento Comum (Single-Stage Common-Ground Boost Inverter)*
SPWM	*Modulação por Largura de Pulso Senoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation)*
String	*Associação em série de painéis fotovoltaicos*
TI	*Texas Instruments*
TLBO	*Otimização Baseada em Ensino-Aprendizagem (Teaching Learning Based Optimization)*

Lista de Símbolos

V_{pv}	*Tensão do módulo fotovoltaico*
I_{pv}	*Corrente do módulo fotovoltaico*
Δv	*Variação de Tensão*
P	*Potência*
$u_{\perp}$	*Sinal senoidal unitário ortogonal*
ω_g	*Frequência angular da rede*
θ	*Ângulo resultante do algoritmo de PLL*
V_g	*Tensão da rede elétrica*
V_{C1}	*Tensão do capacitor* C_1
V_i	*Tensão de entrada*
S	*Dispositivo de comutação*
L	*Indutor*
C	*Capacitor*
M	*Índice de modulação*
V_o	*Tensão de saída*
p^*	*Potência ativa de referência*
q^*	*Potência reativa de referência*
i_{g-ref}	*Corrente de referência da rede elétrica*
V_{ref}	*Tensão de referência pulsado*
V_{ref-cc}	*Tensão de referência constante*
d	*Razão cíclica*
T_s	*Período*
m	*Modo de Operação*
V_m	*Amplitude da tensão da rede*
d_{min}	*Razão cíclica mínima*
d_{max}	*Razão cíclica máxima*
V_{C1}^{min}	*Tensão mínima do capacitor* $C1$
V_{C1}^{max}	*Tensão máxima do capacitor* $C1$
M_{min}	*Índice de modulação mínimo*
M_{max}	*Índice de modulação máximo*
P_0	*Sinal de cruzamento por zero*
$\overline{P_0}$	*Sinal de cruzamento por zero invertido*
$\overline{M}$	*Índice de modulação invertido*
Δi_{L1}	*Variação de corrente em* L_1
Δi_{L1}^{max}	*Variação máxima da corrente em* L_1

ΔV_i	*Variação da tensão V_i*
V_{gp}	*Tensão de pico da rede elétrica*
I_o	*Corrente de saída*
ΔV_{C1}	*Variação da tensão C_1*
P_{CC}	*Potência contínua*
Δi_{L2}^{max}	*Variação máxima da corrente em L_2*
f_c	*Frequência de corte*
f_s	*Frequência de Chaveamento*
$\tilde{\psi}$	*Perturbação no sistema*
Ψ	*Ponto de equilíbrio do sistema*
r_n	*Resistência interna de L_n*

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Objetivos	25
1.2	Organização do Trabalho	25
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
2.1	Características dos Inversores Fotovoltaicos	27
2.1.1	Algoritmo MPPT	27
2.1.2	Configurações de Inversores Conectados à Rede Elétrica	30
2.1.3	Filtro de Saída e Conexão com a Rede Elétrica	31
2.1.4	Controle de Corrente	33
2.2	Revisão: Microinversores do tipo Buck-Boost	34
2.2.1	Inversor derivado do Ćuk com 6 chaves	36
2.2.2	Inversor derivado do Ćuk com 5 chaves	40
2.2.3	Inversor Elevador com 5 Chaves	43
2.2.4	Inversor Elevador com 5 Chaves Modulado por Dois Sinais	45
2.2.5	Inversor derivado do Ćuk em MCC	47
2.2.6	Topologias de Microinversor Buck-Boost do tipo 2-L, 2-C	48
2.3	Conclusão do Capítulo	50
3	MICROINVERSOR ADOTADO	51
3.1	Etapas de Funcionamento e Modulação	51
3.2	Dimensionamento dos Componentes Passivos	56
3.2.1	Indutor de Entrada	56
3.2.2	Capacitor do Barramento CC	56
3.2.3	Filtro de Saída	57
3.3	Modelo Matemático	58
3.4	Conclusão do Capítulo	58
4	CONTROLE E META-HEURÍSTICA	61
4.1	Controladores Ressonantes	61
4.2	Algoritmos de Meta-Heurística	63
4.2.1	Algoritmo Genético	64
4.2.2	Otimização por Exame de Partículas	64
4.2.3	Algoritmo MPA	66
4.2.4	Algoritmo TLBO	66
4.3	Conclusão do Capítulo	67

5 MATERIAIS E MÉTODOS 69
5.1 Metodologia para os Resultados de Simulação 69
5.2 Metodologia para os Resultados Experimentais 72
5.2.1 *Gate-Driver* 72
5.2.2 Placa Lógica para Acionamento das Chaves 73
5.2.3 Placa de Alimentação do Microinversor 74
5.2.4 PCI de Potência e Componentes 75
5.2.5 Microcontrolador TMS320F28379D 75
5.2.6 Bancada Experimental 77
5.3 Conclusão do Capítulo 78

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES 79
6.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta 79
6.2 Resultados Experimentais em Malha Aberta 86
6.3 Resultados de Simulação no modo *Stand-alone* 89
6.4 Resultados Experimentais em Malha Fechada 91
6.5 Resultados de Simulação em Malha Fechada Conectado a uma Rede Ideal 93
6.6 Otimização do Controlador via Meta-Heurística para Redes Distorcidas 96
6.7 Conclusões 101

7 CONCLUSÕES FINAIS 103
7.1 Publicações, Submissões e Trabalhos Futuros 104

REFERÊNCIAS 105

APÊNDICES 109
A Esquemático e Roteamento: *Gate-driver* e Retificador 109
A.1 *Gate-driver*: Esquemático 109
A.2 *Gate-driver*: Roteamento 109
A.3 Fonte de 15 V: Esquemático 110
A.4 Fonte 15 V: Roteamento 110
B Esquemático Completo da Placa de Lógica 111
C Esquemático e Roteamento: Placa de Potência 112
C.1 Esquemático: Placa de Potência 112
C.2 Roteamento: Placa de Potência 113

1 Introdução

A demanda por energia elétrica apresenta um crescimento constante em escala global. No Brasil, o consumo de energia elétrica registrou um aumento de aproximadamente 4,4% entre os anos de 2022 e 2023. De maneira similar, países como a China e os Estados Unidos também evidenciaram aumentos no consumo, com taxas de crescimento de 5,3% e 3,4%, respectivamente, no período de 2021 a 2022 (EPE, 2024). Apenas em 2024 o consumo global de eletricidade aumentou em 1100 TWh, representando um aumento de 4,3% (IEA, 2025).

A popularização da eletromobilidade é um dos principais responsáveis no aumento dessa demanda de energia elétrica. A venda de veículos elétricos vem crescendo de forma acelerada em grande parte do mundo. No cenário brasileiro o número de automóveis 100% elétricos e híbridos *plug-in* cresceu mais de 870% entre janeiro de 2023 e dezembro de 2025, superando o número de 350 mil veículos emplacados (NeoCharge, 2025). A Associação Nacional dos Fabricantes de Veículos Automotores (ANFAVEA) estima que a demanda de energia para veículos leves pode saltar de 185 GWh em 2023 para 26500 GWh em 2040. Este valor é cerca de 3% do consumo total de energia no ano de 2024 (ANFAVEA, 2024).

Além disso, o crescimento exponencial na aplicação de algoritmos de inteligência artificial tem gerado um aumento no consumo de energia elétrica exigido pelos *data-centers*. Essa demanda pode triplicar até 2030, gerando um consumo de energia elétrica dedicado à inteligência artificial equivalente ao da Índia, atualmente o país mais populoso do mundo (Wall Street Journal, 2024).

Paralelamente, diversos países e grandes empresas ao redor do mundo têm estabelecido metas e estratégias com o objetivo de reduzir a emissão de gases de efeito estufa na atmosfera. A Microsoft, por exemplo, anunciou o compromisso de zerar as emissões de carbono até 2030. Contudo, em 2023, suas emissões aumentaram em mais de 29% em relação ao ano base de 2020 (Microsoft, 2024) devido a necessidade de *data-centers* dedicados à inteligência artificial, indo na contramão do objetivo proposto.

A busca pela redução das emissões de CO_2 fomenta maiores investimentos em geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis. Entre essas, a energia solar fotovoltaica é uma das que mais se destacam. Em 2023, a geração de energia elétrica através da luz solar no país contou com um aumento de 13,4 GW de potência instalada, tornando-se a maior expansão proporcional do país, um aumento de 54,8% em relação ao ano de 2022. (EPE, 2024).

Em 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), a partir da Resolução Normativa nº 482/2012, regulamentou a instalação de sistemas de geração distribuída, estabelecendo a possibilidade de geração e compensação de energia elétrica dentro de

residências ou comércios (ANEEL, 2012), onde a geração de energia é realizada majoritariamente por módulos fotovoltaicos. Nesse contexto, os microinversores monofásicos tem se tornado uma escolha bastante popular. Por se tratar de um equipamento pequeno, o microinversor normalmente é alocado no telhado, junto com os painéis fotovoltaicos, não exigindo nenhuma infraestrutura complexa para instalação. Na geração distribuída, o inversor é conectado à rede elétrica (conhecido como *on-grid* ou *grid-tie*) e transforma a energia gerada em corrente contínua pelos painéis fotovoltaicos em corrente alternada em níveis compatíveis com a rede elétrica. Essa energia pode ser utilizada pelas cargas locais na instalação ou ser injetada na rede, gerando créditos para a unidade consumidora.

Para reduzir o peso e o tamanho dos microinversores e aumentar sua eficiência, a maioria das topologias modernas descarta o uso de transformadores para atingir o ganho de tensão necessário para a conexão com a rede elétrica. Dessa forma, opta-se pela utilização de inversores sem transformador, conhecidos como *transformerless* em inglês. Embora essa abordagem torne o inversor mais leve e eficiente, ela exige a utilização de topologias que elevam a tensão de entrada (*boost*) para atingir o nível de tensão necessário com o menor número de módulos fotovoltaicos possível.

Contudo, a remoção do transformador também elimina a isolação galvânica entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica. Isso pode levar à geração de correntes de fuga de modo comum devido às capacitâncias parasitas entre o terminal negativo dos painéis, o terra e o neutro da rede. A solução mais eficaz para esse problema é conectar e aterrar o terminal negativo dos módulos fotovoltaicos e o neutro da rede elétrica. Essa conexão normalmente é conhecida como terra comum, e em inglês como *common-ground*. Essa solução é capaz de reduzir ou eliminar completamente as correntes de fuga.

Com a popularidade dos microinversores, há uma crescente demanda de topologias de inversores sem o uso de transformadores, necessidade de ganho de tensão e soluções que reduzam a corrente de fuga, como o aterramento comum. A partir dessas exigências, diversos estudos foram realizados ao longo dos últimos anos e inúmeras topologias propostas. No entanto, as pesquisas sobre essas novas topologias, normalmente, se limitam a validação via simulação em cenários ideais ou em protótipos com níveis de tensão abaixo do usual. Quando os trabalhos apresentam testes de conexão com a rede elétrica, esta é gerada a partir de fontes de tensão alternada, que não consideram o comportamento natural da rede elétrica.

Além disso, como o objetivo principal dos trabalhos revisados é apenas de validar uma nova topologia ou modulação, onde as técnicas de controle utilizadas são simples e discutidas de forma muito superficial ou muitas vezes não possuem nenhuma descrição. Como essas topologias são testadas em ambientes controlados, um controlador simplificado é capaz de validá-las. No entanto, em aplicações que consideram todas as características e distorções que podem estar presentes na rede elétrica, controladores mais complexos e eficientes são exigidos e o comportamento do microinversor pode se alterar.

Dentre as diversas topologias de microinversores apresentadas nos últimos anos, algumas delas se destacam por apresentarem características importantes para geração de energia fotovoltaica. Alguns microinversores sem transformador do tipo *buck-boost* possuem terra comum, possibilidade de ganho de tensão e conversão em um único estágio. Mesmo já existindo trabalhos aplicando essas topologias em inversores híbridos com baterias, os trabalhos não dão a ênfase necessária nas técnicas de controle utilizadas.

1.1 Objetivos

O objetivo desse trabalho é realizar um estudo aprofundando acerca de uma topologia com as características descritas anteriormente e propor um controlador de corrente em malha fechada e validar seu funcionamento através de um protótipo. Além disso, o trabalho também realiza o estudo teórico da conexão desse microinversor em uma rede elétrica distorcida utilizando um controlador multi-ressonante, onde os ganhos são sintonizados por algoritmos de otimização baseados em meta-heurística. Com isso, o trabalho avalia o desempenho desses algoritmos e a qualidade da corrente injetada na rede elétrica. Como objetivos específicos, pode-se elencar os seguintes itens:

- Revisão bibliográfica de um microinversores sem transformador e de estágio único do tipo *buck-boost*;
- Implementação de um controlador de corrente em malha fechada do tipo PI-R para o microinversor funcionando no modo *stand-alone*;
- Desenvolver um protótipo que opere dentro da tensão nominal da rede elétrica para validar o controlador com resultados experimentais;
- Realizar um estudo através de simulação de um controlador PI-MR otimizado por algoritmos de meta-heurística para conexão do microinversor em redes distorcidas;
- Avaliar o desempenho dos algoritmos testados e a qualidade da corrente injetada na rede elétrica após a otimização;

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: O Capítulo 2 apresenta a Fundamentação da Teórica, englobando uma análise das principais características dos inversores fotovoltaicos, seguido da revisão e reprodução dos resultados dos trabalhos mais relevantes que utilizam a topologia de microinversor em estudo.

O Capítulo 3 detalha as etapas de funcionamento, modulação, equações de projeto e modelo matemático da topologia.

O Capítulo 4 apresenta os controladores ressonantes e como os algoritmos de meta-heurística são aplicados no processo de otimização, além de apresentar a origem dos quatro algoritmos utilizados nesse trabalho.

O Capítulo 5 apresenta a metologia utilizada na obtenção dos resultados de simulação, experimentais e como a otimização do controlador PI-MR é realizada. Também são apresentados todos os materiais utilizados na construção do protótipo utilizado na obtenção dos resultados experimentais.

O Capítulo 6 apresenta os resultados de simulação do microinversor operando em malha aberta e em malha fechada conectado à rede elétrica, os resultados experimentais em malha aberta e em malha fechada operando no modo *stand-alone*, além dos resultados de simulação obtidos no estudo da utilização dos algoritmos de meta-heurística na otimização de um controlador PI-MR quando o microinversor é conectado em uma rede elétrica distorcida.

Por fim o Capítulo 7 apresenta a conclusão do trabalho, as disseminações realizadas e os trabalhos futuros sobre o tema.

2 Fundamentação Teórica

Este capítulo apresenta a base de conhecimento necessária para a compreensão e desenvolvimento dessa dissertação. Inicialmente é realizada a apresentação dos inversores fotovoltaicos, desde a estratégia para extração de máxima potência, conexão com a rede elétrica até técnicas de controle e filtragem. O texto se aprofunda com a revisão e reprodução dos resultados dos principais trabalhos que utilizam o microinversor *buck-boost* de estágio único, sem transformador com aterramento comum selecionado para esse trabalho.

2.1 Características dos Inversores Fotovoltaicos

A principal função dos inversores fotovoltaicos aplicados em sistemas de geração conectados à rede elétrica é transformar a energia gerada em corrente contínua pelos módulos fotovoltaicos em corrente alternada compatível com a rede elétrica. A partir disso, o sistema de controle do inversor controla a injeção corrente na rede elétrica de acordo com a quantidade de potência produzida pelos módulos. Essa corrente fornecida para a rede pode ser utilizada por cargas locais na instalação ou voltar para o sistema de distribuição. No entanto, o inversor fotovoltaico é um dispositivo complexo, que pode ser configurado maneiras distintas, além de ser composto por diversos subsistemas interdependentes. Cada um desses subsistemas desempenham papéis fundamentais para garantir sua funcionalidade e eficiência. Essa seção apresenta cada um desses subsistemas, suas principais características e diferenças na aplicação de inversores fotovoltaicos.

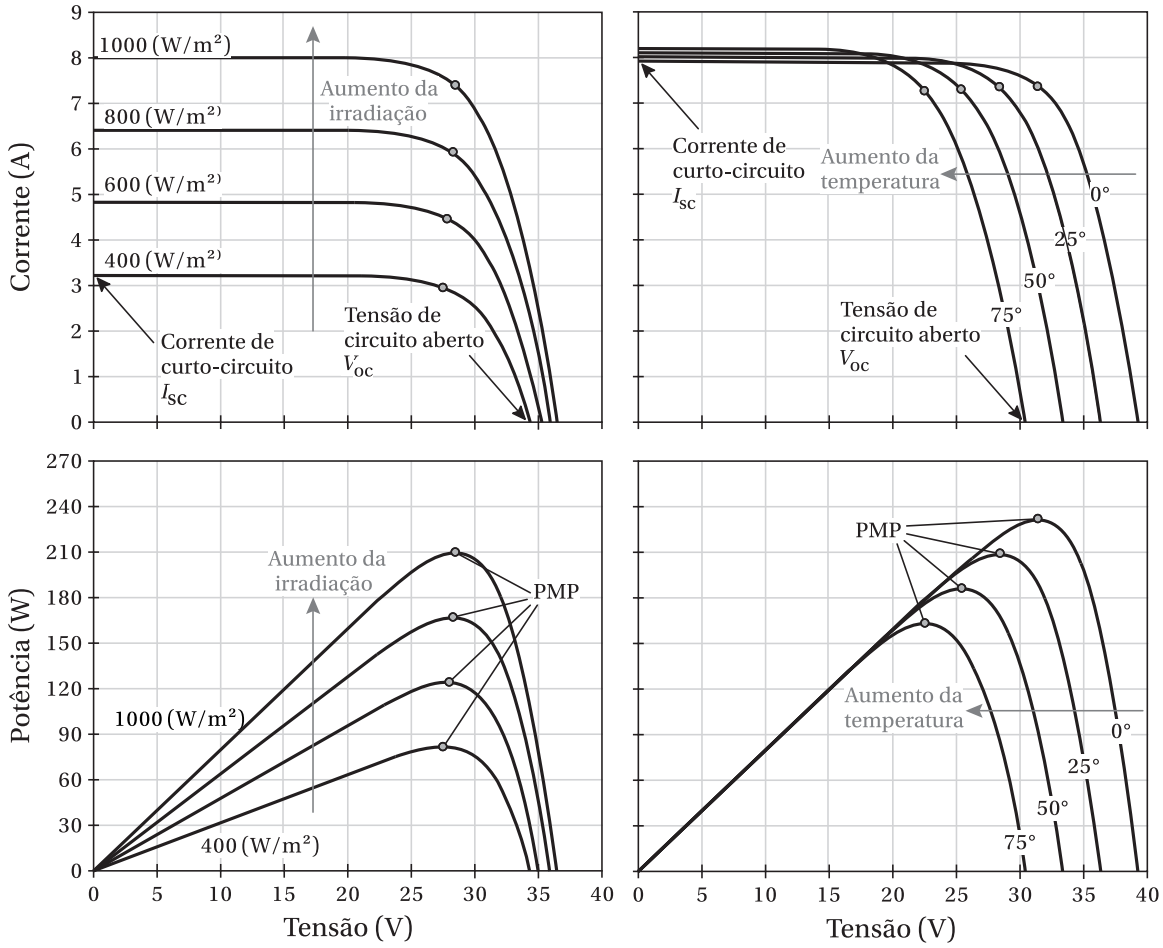
2.1.1 Algoritmo MPPT

A sigla MPPT significa *Maximum Power Point Tracking*, que em português significa Seguimento do Ponto de Máxima Potência. Embora não seja o foco deste trabalho estudar de forma aprofundada os algoritmos de MPPT, entender seu funcionamento e sua importância na geração de energia elétrica a partir do sol é fundamental. O comportamento de um painel fotovoltaico pode ser descrito a partir de duas curvas: Corrente×Tensão e Potência×Tensão e são conhecidas pelas siglas I×V e P×V, respectivamente. Um exemplo dessas curvas é exibido na Figura 1.

A curva I×V exibe a relação entre a corrente e a tensão do módulo quando a irradiância solar ou a temperatura são alteradas. A variação da irradiância (Figura 1a) é proporcional a corrente do módulo, enquanto a variação de temperatura (Figura 1b) é inversamente proporcional a tensão do módulo (PEREIRA, A., 2019). Apenas um ponto da curva P×V é capaz de extrair a potência máxima do painel. Como a irradiância sob o módulo e sua temperatura variam durante o dia, esse ponto também varia constantemente.

O resultado do algoritmo MPPT define o valor de tensão e de corrente ideal para que o módulo opere no Ponto de Máxima Potência (PMP). Sendo assim, o algoritmo define qual deve ser a corrente de entrada do inversor, fazendo com que ele se comporte como uma resistência variável para os módulos.

Figura 1 – Curvas I×V e P×V de um módulo fotovoltaico.

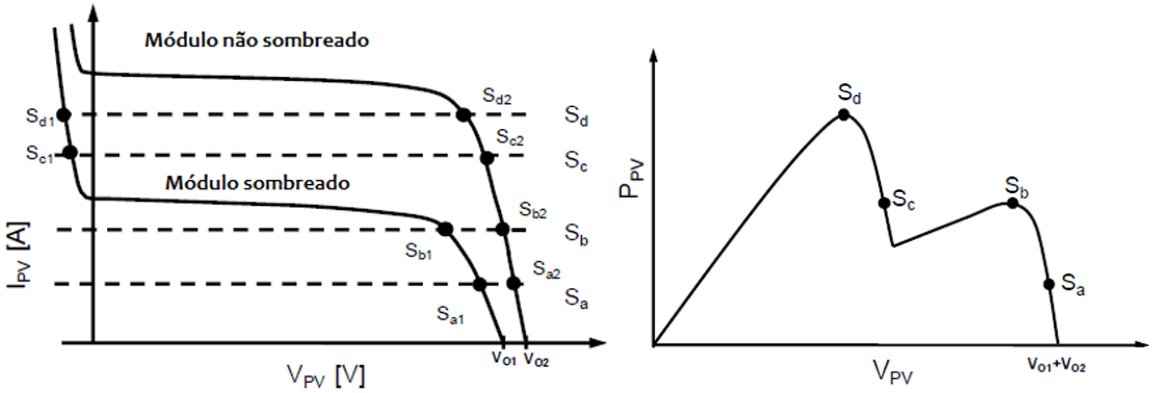


(a) Variação da irradiância. (b) Variação de temperatura.

Fonte: (PEREIRA, A., 2019).

Quando uma associação série de módulos é realizada, a curva P×V dessa associação é composta pela somatória das curvas I×V de cada módulo. Caso algum desses módulos da associação estiverem parcialmente ou totalmente sombreados, a curva P×V terá múltiplos PMP (GAZOLI, 2011). A Figura 2 mostra um exemplo da associação de dois módulos, onde um deles está parcialmente sombreado. Alguns algoritmos MPPT podem ficar presos em PMP locais e não serem capazes de atingir o PMP global do sistema (GAZOLI, 2011), reduzindo a eficiência de todos os módulos que compõem a associação.

Figura 2 – Curvas I×V e P×V de dois módulos associados em série.

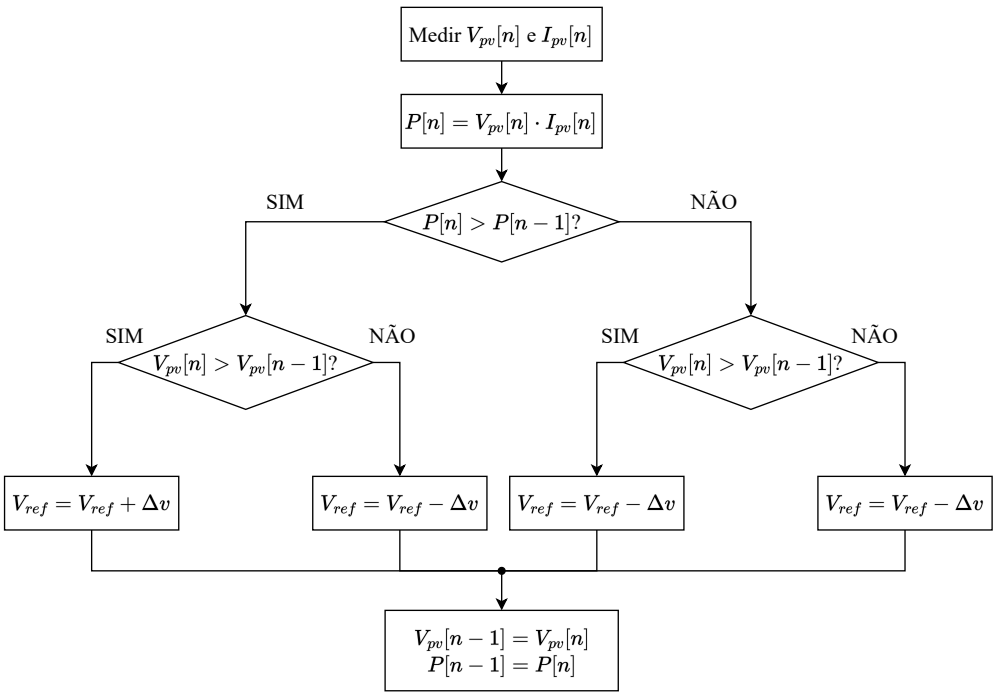


(a) Curva I×V de cada módulo. (b) Curva P×V da associação.

Fonte: Adaptado de(GAZOLI, 2011).

Embora existam algoritmos capazes de encontrar o PMP global mesmo em sistemas com múltiplos máximos locais, sua implementação pode se tornar mais complexa. Em contraste, o algoritmo Perturba & Observa (P&O) é amplamente utilizado por sua simplicidade e excelente desempenho. Seu principal ponto negativo é a necessidade de perturbar o sistema continuamente para permanecer no PMP. O fluxograma do algoritmo P&O é exibido na Figura 3.

Figura 3 – Fluxograma do algoritmo P&O aplicado ao MPPT.



Fonte: O autor.

O algoritmo recebe os valores amostrados de tensão e corrente do módulo (ou do conjunto de módulos) após uma perturbação Δv, calcula a potência instantânea atual ($P[n]$) e compara este valor com a medição anterior ($P[n-1]$). Se $P[n] > P[n-1]$ o

algoritmo continua perturbando o sistema na mesma direção. Já se $P[n] < P[n-1]$ a perturbação ocorre no sentido contrário. Desse modo, durante todo o funcionamento do sistema há uma perturbação de Δv na tensão de entrada.

2.1.2 Configurações de Inversores Conectados à Rede Elétrica

Nas aplicações onde os inversores trabalham totalmente no modo *on-grid*, existem basicamente quatro formas de operação e conexão com a rede elétrica, como mostra a Figura 4. A primeira delas trata-se do inversor central (Figura 4a), na qual todo o arranjo de módulos são conectados a um único barramento CC (CARVALHO, 2022). Esse inversor possui um conversor CC-CC responsável pelo MPPT e um estágio de conversão para conexão com a rede (ISMAIL; EL-DEIB, 2023). Essa configuração é comumente utilizada em usinas trifásicas de grande porte, porém apresenta baixa eficiência no rastreamento do MPPT, pois o algoritmo atua sobre um arranjo muito grande de módulos. Assim, caso algum desses módulos estejam sombreados ou com baixo rendimento, a eficiência de todo o arranjo é comprometida. Além disso, essa configuração exige que todos os módulos sejam do mesmo modelo e instalados com a mesma orientação e inclinação (CARVALHO, 2022).

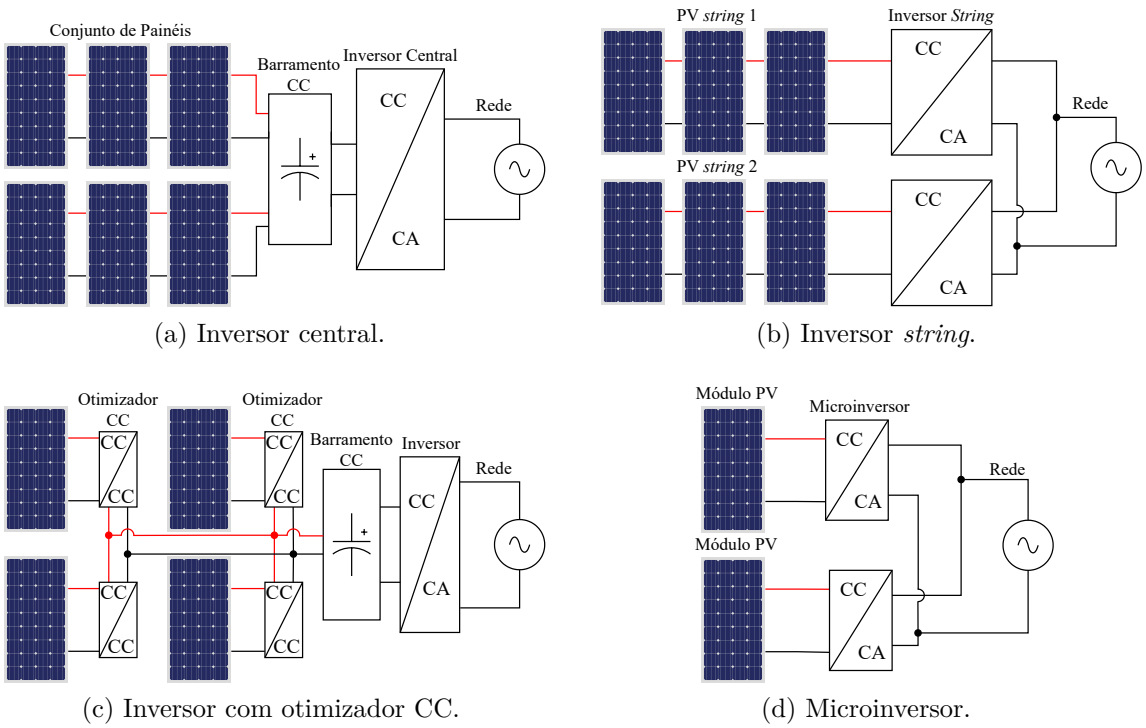
A segunda configuração, ilustrada na Figura 4b, é semelhante à dos inversores centrais, porém utiliza o inversor do tipo *string*, que recebe apenas um conjunto em série de painéis, denominado *string*. Cada *string* é conectada a uma etapa de conversão CC-CC, permitindo que o MPPT seja calculado individualmente para cada uma delas (CARVALHO, 2022), seguido por um estágio CC-CA para conexão com a rede. Essa configuração ainda exige que os painéis de uma mesma *string* continuem sendo de mesmo modelo e instalados com a mesma orientação e inclinação. Embora essa configuração consiga mitigar as perdas de eficiência causada por sombreamentos, há a necessidade de mais estágios de eletrônica de potência, resultando em maiores perdas por comutação e condução (ISMAIL; EL-DEIB, 2023).

A terceira configuração trata-se do inversor com otimizador CC ou *multistring* (Figura 4c), no qual cada módulo ou *string* possui um conversor CC-CC individual, responsável pelo ganho de tensão e aplicação do MPPT. A associação em paralelo desses otimizadores gera um barramento CC que é conectado a um inversor central, responsável pela conversão CC-CA e conexão com a rede elétrica. Essa configuração oferece maior eficiência no MPPT, porém exige ainda mais níveis de eletrônica de potência, resultando em maiores perdas por comutação e condução (ISMAIL; EL-DEIB, 2023) e consequentemente menor eficiência do sistema.

Já a quarta maneira diz respeito aos microinversores (Figura 4d). Nesta configuração o MPPT, a conversão de potência e a conexão com a rede elétrica é realizada de um a quatro módulos fotovoltaicos. Cada entrada MPPT possui um conversor *boost*, aumentando a

tensão de entrada e fazendo com que o rastreamento do melhor ponto de operação torne-se mais eficaz, aumentando o rendimento global do sistema. Microinversores que possuem uma porta MPPT por módulo fornecem um diagnóstico independente de cada módulo, facilitando a detecção de falhas e módulos com baixo rendimento. Embora seu uso seja praticamente inviável em usinas solares de grande porte, são extremamente bem-vindos em instalações residenciais e comerciais (IKKURTI; SAHA, 2015).

Figura 4 – Configurações de inversores *on-grid* mais utilizadas atualmente.



(a) Inversor central.

(b) Inversor *string*.

(c) Inversor com otimizador CC.

(d) Microinversor.

Fonte: Adaptado de (ISMAIL; EL-DEIB, 2023).

Por conta da redução no custo dos módulos fotovoltaicos e a geração de créditos de energia na fatura de consumidores de pequeno porte, como residências e pequenos comércios através da Geração Distribuída, os microinversores vem sendo amplamente utilizados. Dentre as principais vantagens estão o menor custo inicial, já que funcionam com um baixo número de módulos, além da facilidade de instalação. A expansão do sistema também é realizada de forma mais simples devido a modularidade do sistema, sendo necessário apenas adicionar novos conjuntos de microinversores e módulos, que podem possuir orientação diferente em relação aos conjuntos já instalados.

2.1.3 Filtro de Saída e Conexão com a Rede Elétrica

Como os inversores operam a partir de Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) em altas frequências para realizar a inversão do sinal, torna-se necessário a utilização de um filtro passa-baixas na saída do inversor, como mostra a Figura 5.

O objetivo do filtro é atenuar as componentes harmônicas de alta frequência geradas pela comutação dos semicondutores, fazendo com que a tensão de saída do inversor possua o formato de uma senoide, respeitando o limite de distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica. A NBR 16149:2013 - Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, exige que a Distorção Harmônica Total (DHT) da corrente injetada na rede elétrica seja inferior à 5%, seguindo os mesmos padrões internacionais apresentados nas normas IEEE 1547-2018 e IEC-61727. (GRUNER et al., 2023). Além do limite de DHT, a norma também apresenta os limites máximos de distorção de acordo com a ordem de cada harmônica, como mostra a Tabela 1.

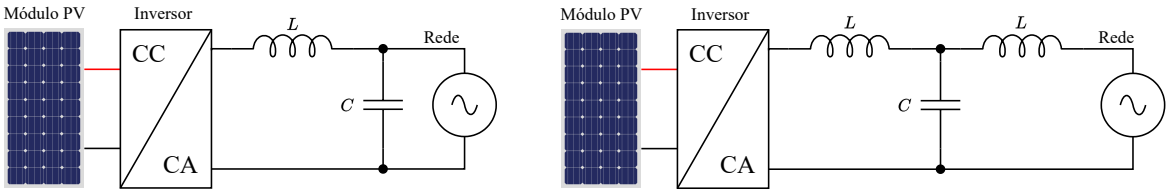
Tabela 1 – Limite de distorção harmônica de corrente determinada pela NBR 16149:2013.

Harmônicas ímpares	**Limite de distorção**
3º a 9º	$< 4{,}0\%$
11º a 15º	$< 2{,}0\%$
17º a 21º	$< 1{,}5\%$
23º a 33º	$< 0{,}6\%$
Harmônicas pares	**Limite de distorção**
2º a 8º	$< 1{,}0\%$
10º a 36º	$< 0{,}5\%$

Fonte: Associação Brasileira de Normas Técnicas (2013).

Em inversores fotovoltaicos os filtros LC (Figura 5a), de segunda ordem, e o filtro LCL (Figura 5b), de terceira ordem são amplamente utilizados (IYSAOUY et al., 2018). O filtro LCL é mais utilizado nos inversores do tipo central e *string*, que normalmente possuem um maior nível de potência. Já em inversores de menor potência, pode-se utilizar tanto o filtro LC, quanto o LCL, no entanto o filtro LC depende da impedância da rede para possuir uma boa resposta na saída (CHA; VU, 2010).

Figura 5 – Filtros passivos utilizados na saída de inversores fotovoltaicos.



(a) Filtro LC ideal. (b) Filtro LCL ideal.

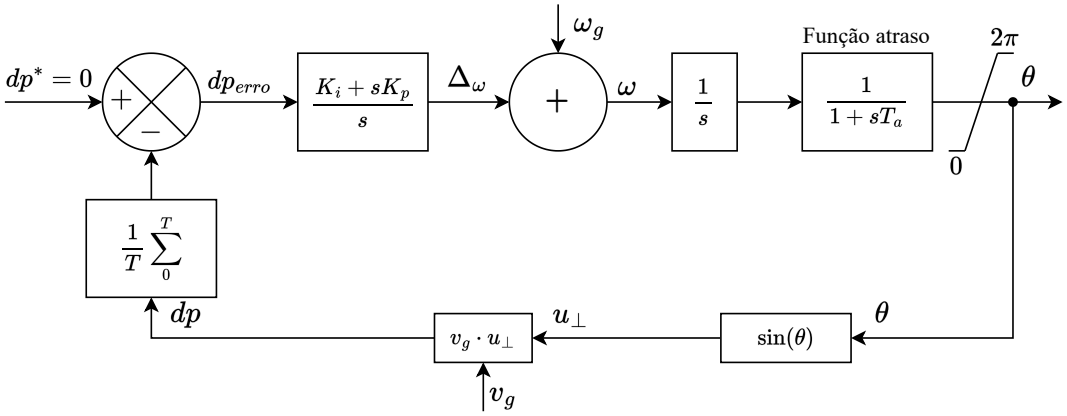
Fonte: O autor.

Embora a implementação de um filtro passivo, LC ou LCL, seja capaz de atender as exigências normativas, deve-se atentar que a própria tensão da rede elétrica possui um certo nível de distorção, onde a DHT da tensão deve estar abaixo de 10% para tensões nominais abaixo de 2,3 kV, segundo o Módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2021) e abaixo de

8% na norma internacional IEEE Std. 519 (IEEE, 2022). Essas componentes harmônicas da rede elétrica podem circular através do filtro de saída e aumentar a distorção da corrente injetada. Nessas situações, além de melhorias no projeto do filtro, pode-se implementar melhorias nos algoritmos de controle, evitando a circulação dessas correntes harmônicas. As melhorias de controle são abordadas na Seção 4.1 do trabalho.

Em relação a conexão do inversor com a rede elétrica, esta é realizada através de um circuito de controle que sincroniza a fase e a frequência de um sinal gerado internamente com o da rede elétrica. Esse circuito é conhecido como PLL, sigla em inglês para *Phase Locked Loop*. A Figura 6 mostra um exemplo de um circuito PLL monofásico.

Figura 6 – Exemplo de algoritmo PLL monofásico.



Fonte: Adaptado de (MARAFAO et al., 2005).

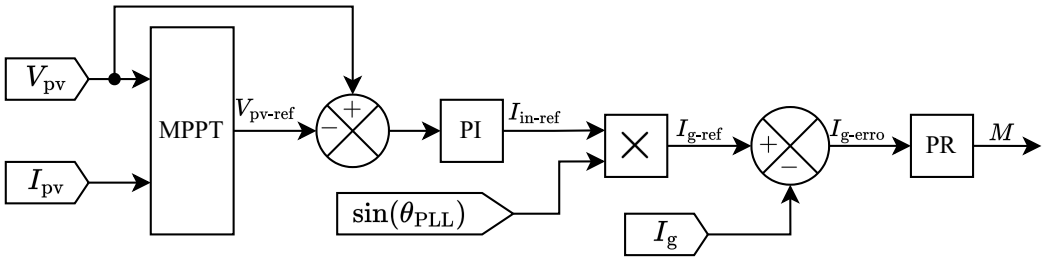
O objetivo do algoritmo é gerar um sinal em rampa variando de 0 à 2π, produzindo um sinal senoidal unitário ortogonal ($u_\perp$) ao da rede elétrica, fazendo com que a média do produto interno desse sinal e o sinal da rede elétrica convirja para a referência, definida em zero. A frequência angular da rede (ω_g) é inserida para melhorar a resposta dinâmica do algoritmo (MARAFAO et al., 2005). A partir da frequência angular gerada, o ângulo θ é obtido integrando esse sinal. Existem diversas variações de algoritmos PLL disponíveis na literatura, além da aplicação de filtros contra variações de frequência, buscando trazer maior estabilidade e robustez ao sistema.

2.1.4 Controle de Corrente

O inversor aplicado na geração de energia a partir de módulos fotovoltaicos conectados à rede elétrica trata-se de um inversor de tensão controlado por corrente, ou seja, o objetivo é controlar o nível de corrente que é injetado na rede. Geralmente a variável de controle é a potência de entrada ou a tensão no barramento CC do inversor. A primeira solução exige sensores de tensão e corrente na entrada, mas que já são necessários para implementar o MPPT. A segunda solução monitora a tensão no barramento CC do inversor, caso ocorra uma queda na tensão do barramento CC em relação a um valor de referência, o controle

reduz a corrente injetada na rede elétrica. A Figura 7 exibe um exemplo de sistema de controle que considera a corrente de entrada do inversor para determinar o nível de corrente injetada na rede elétrica.

Figura 7 – Exemplo de controle de inversor conectado à rede elétrica.



Fonte: O autor.

Através dos valores de tensão e corrente dos módulos, o algoritmo MPPT determina a tensão de operação ideal. Em seguida, a tensão de erro do módulo é calculada subtraindo-se a tensão ideal fornecida pelo MPPT da tensão do módulo. Esse erro de tensão é compensado por um controlador Proporcional-Integral (PI), que gera o sinal de corrente de entrada de referência para o microinversor. Essa corrente de referência é multiplicada por um sinal senoidal de amplitude unitária, obtido por meio do algoritmo PLL, gerando o sinal da corrente de referência que será injetada na rede elétrica. O valor atual da corrente injetada na rede é subtraído de $I_{g\text{-}ref}$, que é compensando por um controlador Proporcional-Ressonante (PR), gerando o índice de modulação necessário para o inversor.

Diversas outras variáveis podem ser agregadas nessa malha de controle com o objetivo de melhorar a resposta dinâmica, como a aplicação de uma malha de *feedforward* com a potência gerada pelos painéis junto da corrente de entrada de referência (CARVALHO, 2023). A descrição completa do controlador utilizado nesse trabalho é apresentada na Seção 4.1.

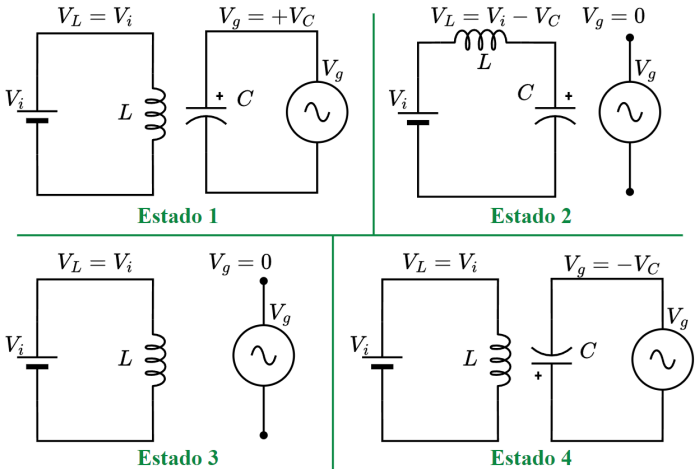
2.2 Revisão: Microinversores do tipo Buck-Boost

Como um dos objetivos do microinversor é ser compacto e leve, prioriza-se a utilização de topologias sem transformador. Isso exige que a topologia adotada possua a característica de elevar a tensão de entrada, permitindo que o inversor consiga atingir a tensão necessária para conexão com a rede elétrica utilizando o menor número de módulos possível. Os microinversores adotam configurações que podem ser de dois estágios ou de estágio único. Os de dois estágios associam um conversor CC-CC com característica elevadora em cascata com um conversor CC-CA, sendo o conversor em ponte completa o mais comum. Já os inversores integrados utilizam topologias que realizam ganho de tensão e fazem a inversão do sinal em um único estágio. As topologias de estágio único possuem menores níveis de eletrônica de potência, o que aumenta o rendimento do microinversor.

Diversas topologias de microinversores de estágio único têm sido desenvolvidas a partir de derivações dos conversores CC-CC do tipo *buck-boost* (CHAMARTHI et al., 2020), Ćuk (CHAMARTHI; RAJEEV; AGARWAL, 2015), Zeta (DIONIZIO et al., 2023) e SEPIC (WANG; TANG, 2019). A principal semelhança desses conversores é que todos possuem o mesmo ganho de tensão em MCC, embora possam operar como abaixador ou elevador de tensão. Para aplicação em microinversores solares, que possuem baixa tensão de entrada, opera-se majoritariamente com a característica *boost*.

Em Lee et al. (2023) são apresentas seis possíveis topologias de inversores do tipo *boost* de estágio único, derivadas da combinação de quatro topologias básicas do conversor CC-CC *boost*. Dentre as seis topologias, uma delas interliga o neutro da rede elétrica e o terminal negativo do módulo fotovoltaico, enquanto e outra interliga o terminal positivo do módulo ao neutro da rede. Essa ligação é capaz de eliminar a tensão de modo comum gerada em alta frequência (LEE et al., 2023). As seis topologias possuem quatro estados de chaveamento, que são exibidas na Figura 8 e compartilham a mesma técnica de modulação, gerando uma tensão modulada em três níveis na saída.

Figura 8 – Estados de operação dos inversores do tipo *boost*.



Fonte: Adaptado de (LEE et al., 2023).

No estado 1 o indutor armazena energia enquanto o capacitor é conectado à rede elétrica, gerando uma tensão de saída $V_g = +V_C$. No estado 2, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor enquanto este está desconectado da saída, mantendo a saída $V_g = 0$. No estado 3, o indutor volta a armazenar energia e o capacitor permanece desconectado do circuito, mantendo $V_g = 0$. No estado 4 o indutor permanece armazenando energia, enquanto durante o semiciclo negativo o capacitor é conectado de forma invertida em relação ao estado 1, gerando tensão negativa na saída ($V_g = -V_C$).

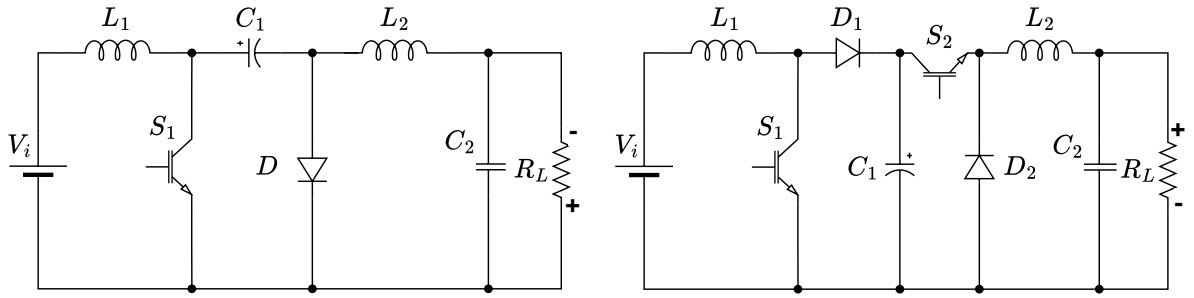
A partir das principais características dos inversores fotovoltaicos e das vantagens presente nos microinversores, diversas topologias foram desenvolvidas e validadas ao longo dos últimos anos. As próximas subseções revisam e reproduzem as principais formas de

onda de algumas topologias de microinversores do tipo *buck-boost* sem transformador de estágio único com aterramento comum.

2.2.1 Inversor derivado do Ćuk com 6 chaves

No trabalho de Chamarthi, Rajeev e Agarwal (2015) o inversor proposto é anunciado como uma integração do conversor CC-CC Ćuk com saída invertida e não invertida, como ilustra a Figura 9, e trata-se da terceira topologia citada no trabalho de Lee et al. (2023).

Figura 9 – Conversor CC-CC Ćuk de saída invertida e não invertida.

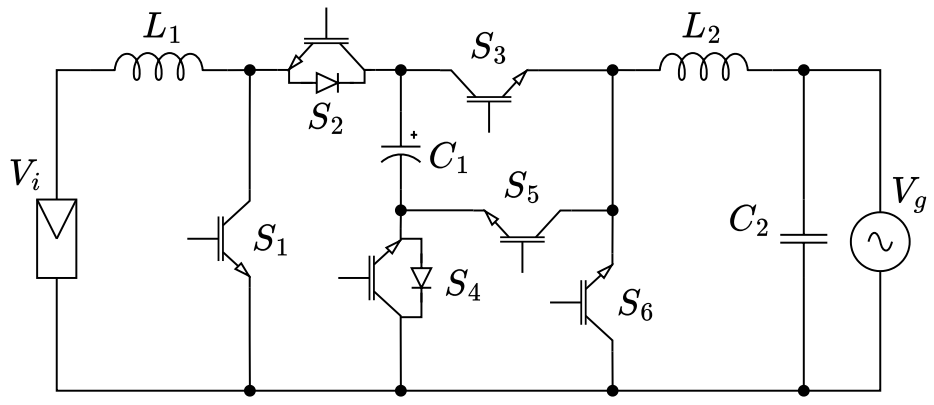


(a) Ćuk de saída invertida. (b) Ćuk de saída não invertida.

Fonte: O autor.

Com o objetivo de gerar tensão positiva e negativa necessária na saída de um inversor, os autores combinaram as duas configurações do conversor Ćuk, resultando na topologia apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Inversor Ćuk com 6 chaves.



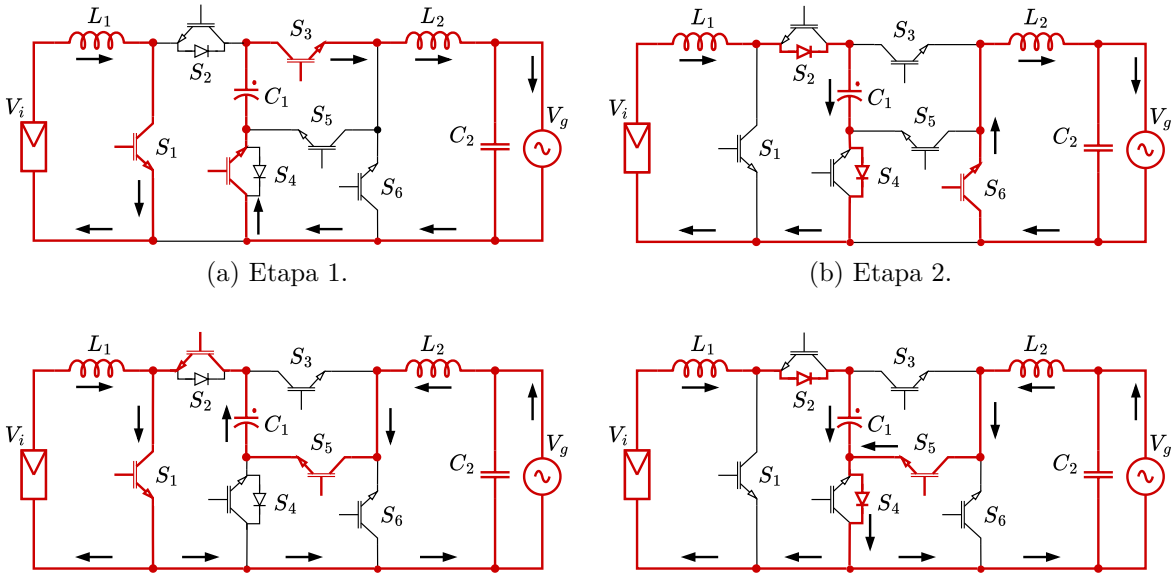
Fonte: Adaptado de (CHAMARTHI; RAJEEV; AGARWAL, 2015).

O inversor é composto por seis chaves, dois indutores e dois capacitores. O controle das chaves é responsável por alternar entre ambas as configurações mostradas na Figura 9, gerando uma tensão alternada de três níveis modulada em alta frequência na saída. Os autores utilizam uma frequência de chaveamento de 10 kHz e o microinversor apresenta

quatro etapas de operação, sendo duas durante o semiciclo positivo da rede elétrica e duas durante o semiciclo negativo. As etapas de operação são ilustradas na Figura 11.

Na primeira etapa (Figura 11a) as chaves S_1, S_3 e S_4 conduzem. Nessa etapa o indutor L_1 acumula energia enquanto o capacitor C_1 se descarrega injetando corrente na rede e fazendo o indutor L_2 armazenar energia. Durante a segunda etapa de operação (Figura 11b) apenas a chave S_6 conduz. Nessa etapa o indutor L_1 fornece energia, carregando o capacitor C_1, L_2 também fornece energia e injeta corrente na rede. Na terceira etapa (Figura 11c) as chaves S_1, S_2 e S_5 conduzem. O indutor L_1 armazena energia novamente enquanto o capacitor C_1 se descarrega através das chaves S_1, S_2 e da rede elétrica, gerando tensão negativa na saída. Na quarta etapa, apenas a chave S_5 conduz e o indutor L_1 fornece energia e carrega C_1 ao mesmo tempo que L_2 também fornece energia no sentido oposto ao da rede, mantendo a tensão negativa na saída.

Figura 11 – Modos de operação do inversor Ćuk de 6 chaves.



(a) Etapa 1. (b) Etapa 2.

(c) Etapa 3. (d) Etapa 4.

Fonte: O autor.

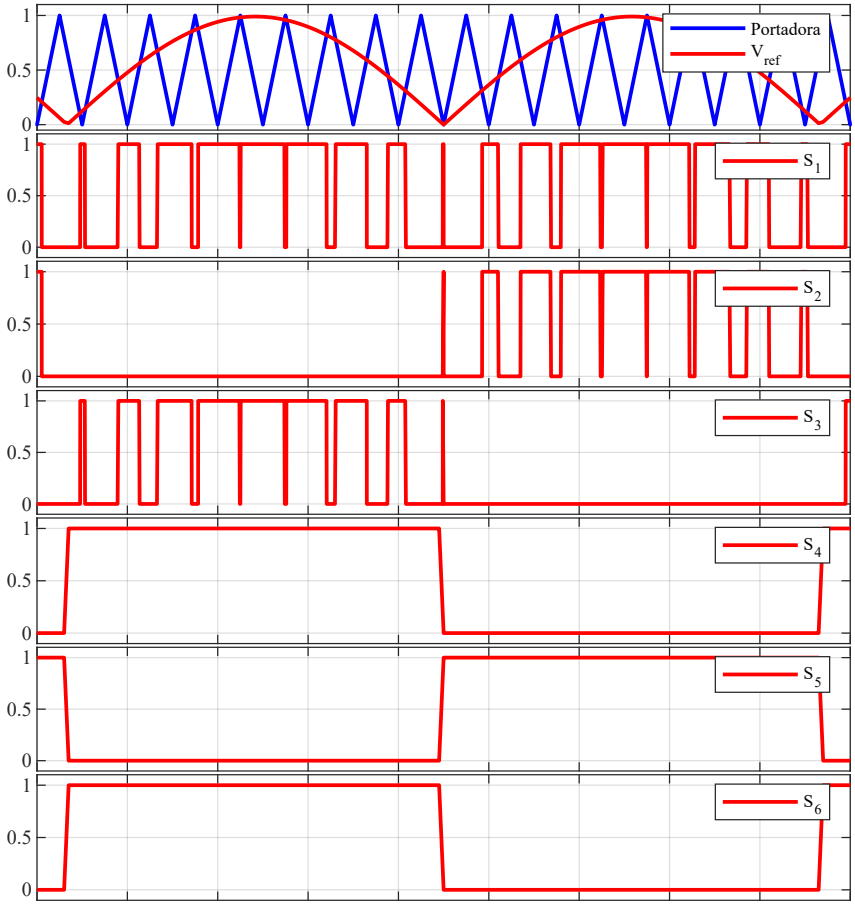
A operação do inversor é simétrica em ambos os semiciclos da rede, evitando a injeção de corrente CC indesejada na rede elétrica (CHAMARTHI; RAJEEV; AGARWAL, 2015). O controle das seis chaves é realizado através de Modulação de Largura de Pulso Senoidal (*Senoidal Pulse Width Modulation* - SPWM).

Por ser derivado do conversor Ćuk, o ganho entre a tensão de entrada V_i e a tensão de saída V_o do inversor é definido pela Equação 1. Nesse contexto, M representa o índice de modulação, responsável por controlar a amplitude do sinal senoidal retificado utilizado para a geração dos sinais de PWM, além de determinar o ganho estático do inversor. Para um índice de modulação $M = 0,8$, o ganho da topologia atinge um valor teórico de quatro vezes.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{M}{1-M} \tag{1}$$

A Figura 12 ilustra o método de modulação com portadora triangular e senoide retificada, bem como a sequência de pulsos em cada chave do inversor. Enquanto as chaves S_4 e S_5 operam na frequência da rede, as chaves S_2 e S_3 e S_6 operam em alta frequência em apenas um semiciclo da tensão de saída. Já a chave S_1 opera em alta frequência ao longo de todo o período de chaveamento.

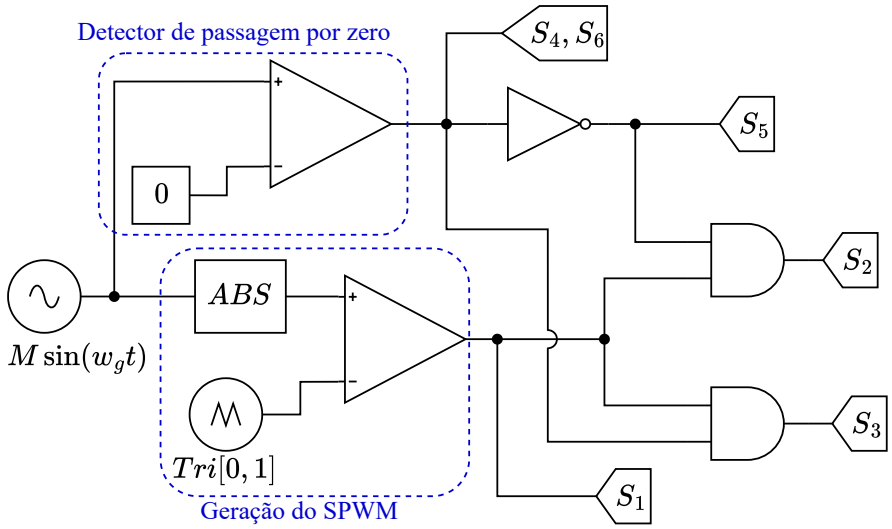
Figura 12 – Modulação e pulsos das chaves do inversor Ćuk de 6 chaves.



Fonte: O autor.

Embora os autores não tenham disponibilizado, a geração da sequência de pulsos para as seis chaves utiliza o circuito lógico exibido na Figura 13, partindo da modulação SPWM e um detector de passagem por zero.

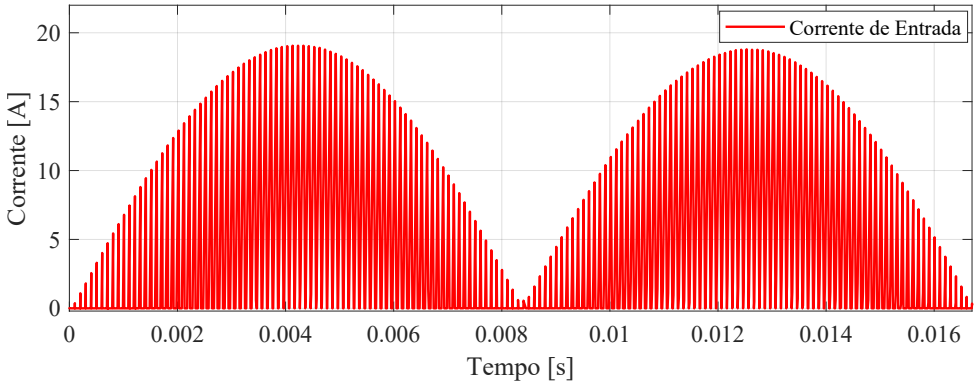
Figura 13 – Circuito para geração dos pulsos do inversor Ćuk de 6 chaves.



Fonte: O autor.

Com base na modulação adotada, o indutor de entrada L_1 opera no Modo de Condução Descontínuo (MCD), conforme ilustrado na Figura 14. Essa característica representa uma limitação para aplicações fotovoltaicas, pois a corrente extraída dos painéis solares não é constante e apresenta picos elevados, podendo comprometer o desempenho do algoritmo MPPT utilizado no sistema. Além disso, a Equação 1 é válida apenas quando o indutor L_1 opera no Modo de Condução Contínuo (MCC) e sob razão cíclica constante, portanto há uma inexatidão na determinação do ganho do inversor a partir dessa equação quando essas condições não são atendidas.

Figura 14 – Corrente de entrada do inversor Ćuk com 6 chaves.



Fonte: O autor.

Por se tratar de uma topologia de estágio único com modulação SPWM, o controle do inversor é responsável por extrair a potência máxima dos painéis solares e pela injeção de potência na rede simultaneamente, onde a única variável de saída do controle é o valor do índice de modulação M. Embora isso torne o controlador mais simples, a implementação do algoritmo MPPT pode ser mais complexa, além de reduzir sua eficácia. Isso pode afetar

a qualidade da corrente injetada na rede, principalmente em situações de sombreamento parcial ou variações bruscas de irradiância.

Do ponto de vista do controle do inversor, os autores apenas citam que um controlador PI é utilizado para simular o inversor conectado à rede elétrica. No entanto, não é disponibilizada nenhuma informação sobre como o projeto desse controlador é realizado.

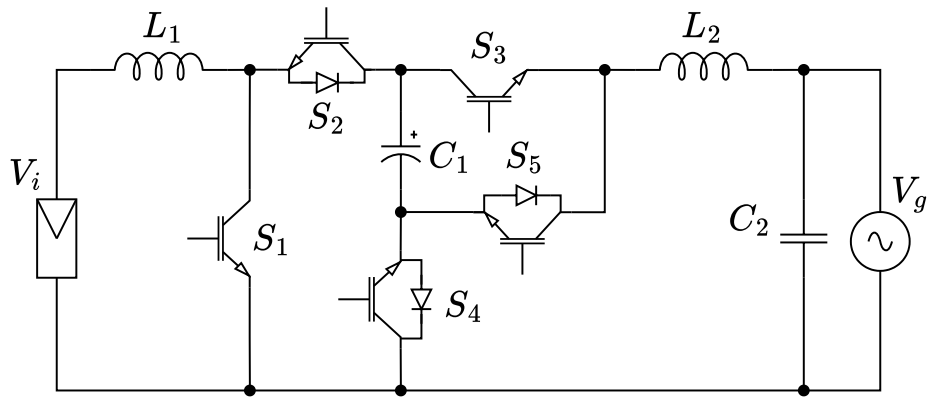
O trabalho apresenta resultados de simulação através do *Matlab/Simulink* e experimentais, através de um protótipo. O resultado de simulação considera um inversor de 1000 W com $V_i = 100$ V e $V_g \approx 78$ V eficaz, no entanto o índice de modulação utilizado não é informado. Já no resultado experimental, utiliza-se uma carga resistiva que consome 250 W de potência. A tensão de entrada é $V_i = 25$ V e $V_g = 28,28$ V eficaz e, segundo os autores, o índice de modulação no protótipo é de $M = 0,6$. Outros testes são realizados e a tensão máxima de entrada máxima foi de $V_i = 40,39$ V e a tensão de saída é de $V_g = 72,12$ V eficaz.

No protótipo os autores utilizam IGBTs do modelo G4PH50UD, que possuem diodos em antiparalelo em seu encapsulamento. Portanto, para evitar curto circuito causado por fluxo reverso de potência através dos diodos, é necessário adicionar pelo menos dois diodos em série com as chaves S_5 e S_6. Essa característica é comentada de forma bastante sucinta pelos autores e os diodos não são incluídos no esquemático, já que as chaves S_5 e S_6 consideradas no estudo teórico não possuem o diodo em antiparalelo em seu encapsulamento, diferente do resultado prático apresentado.

2.2.2 Inversor derivado do Ćuk com 5 chaves

Em sequência, no trabalho de Rajeev e Agarwal (2015), onde os autores fazem parte do mesmo grupo que propôs a topologia anterior, é apresentado mais uma topologia de inversor derivado do conversor CC-CC Ćuk de saída invertida e não invertida, porém essa topologia reduz o número de chaves para cinco, como ilustra o esquemático da Figura 15.

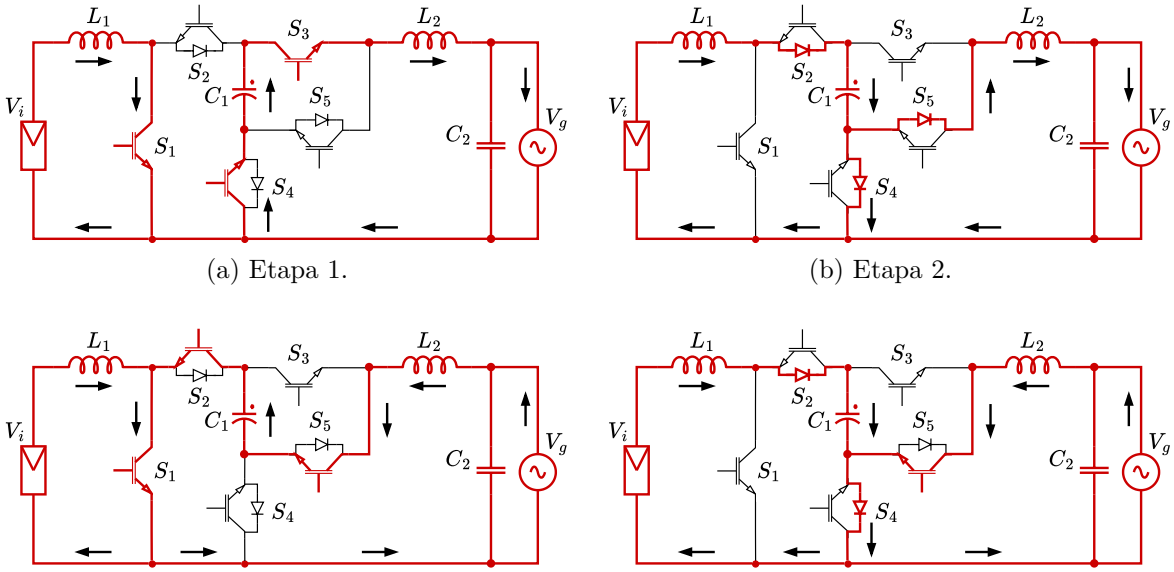
Figura 15 – Inversor Ćuk com 5 chaves.



Fonte: Adaptado de (RAJEEV; AGARWAL, 2015).

O funcionamento do inversor ainda possui quatro etapas de operação, sendo dois no semiciclo positivo e dois no semiciclo negativo, exibidos na Figura 16. A diferença apresentada nessa topologia em relação à anterior é a remoção da chave S_6, utilizada apenas na etapa 2 de operação, servindo como caminho de roda livre para o indutor L_2. Com a remoção da chave S_6, a roda livre de L_2 é realizada pelo diodo em antiparalelo interno à chave S_5.

Figura 16 – Etapas de operação do inversor Ćuk de 5 chaves.



(a) Etapa 1.

(b) Etapa 2.

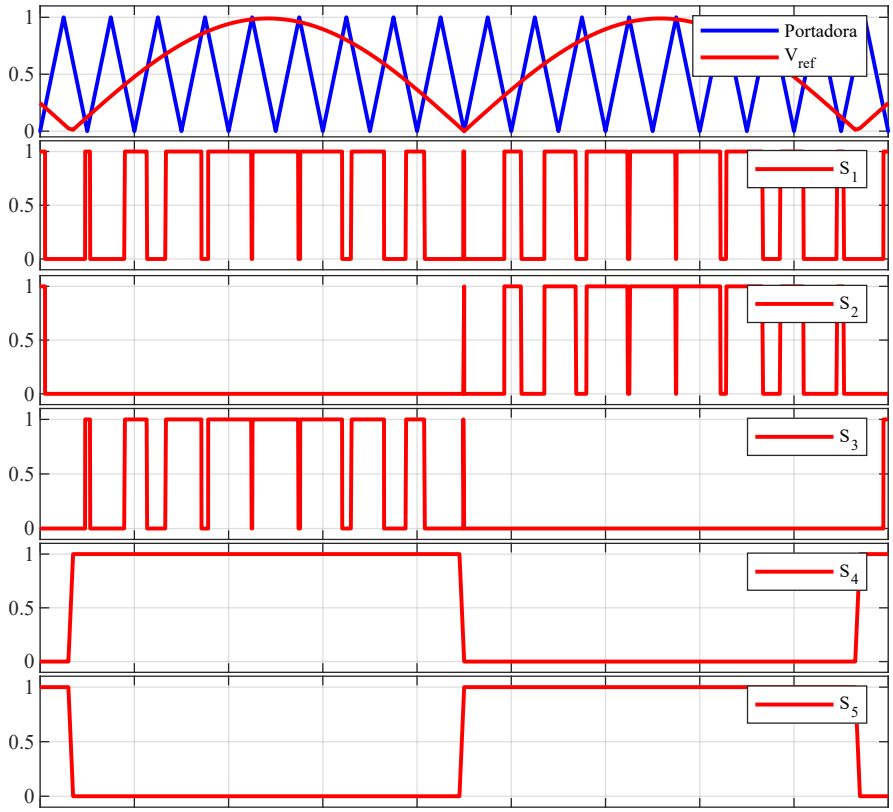
(c) Etapa 3.

(d) Etapa 4.

Fonte: O autor.

A modulação do inversor continua sendo realizada por SPWM, e os autores utilizam uma frequência de chaveamento de 10 kHz e uma senoide retificada como sinal referência, onde M é o índice de modulação, que define a amplitude dessa senoide e também o ganho do inversor, através da Equação 1. A modulação e os pulsos das chaves desse inversor são exibidos na Figura 17. Para gerar os pulsos das chaves, o mesmo circuito lógico apresentado na Figura 13 é utilizado.

Figura 17 – Modulação e pulsos em cada chave do Ćuk de 5 chaves.



Fonte: O autor.

A principal vantagem adicionada em relação a topologia apresentada na Seção 2.2.1 anterior é a remoção de uma chave. Com a remoção de S_6, os diodos em série com as chaves S_6 e S_5, praticamente omitidos pelos autores no trabalho anterior, também podem ser removidos, simplificando a construção do inversor. No entanto, todas as desvantagens já citadas ainda permanecem nessa topologia.

Novamente, nenhuma informação sobre o controle do inversor é disponibilizada. Os autores apenas citam a utilização de um controlador simples para simular o inversor conectado à rede elétrica. Vale ressaltar que tanto o inversor da seção anterior, quanto esse não são bidirecionais em potência e só conseguem fornecer potência ativa à rede elétrica.

Rajeev e Agarwal (2015) apresentam resultados de simulação via *Matlab/Simulink* e resultados experimentais, obtidos através de um protótipo. A simulação dos autores considerou uma carga de 500 W, com $V_i = 36$ V e $M = 0,6$, onde a tensão de saída é de aproximadamente 41 V eficaz. Nota-se uma divergência no ganho estático do inversor em relação ao resultado teórico da Equação 1, que indica uma tensão de saída de aproximadamente 38 V eficaz.

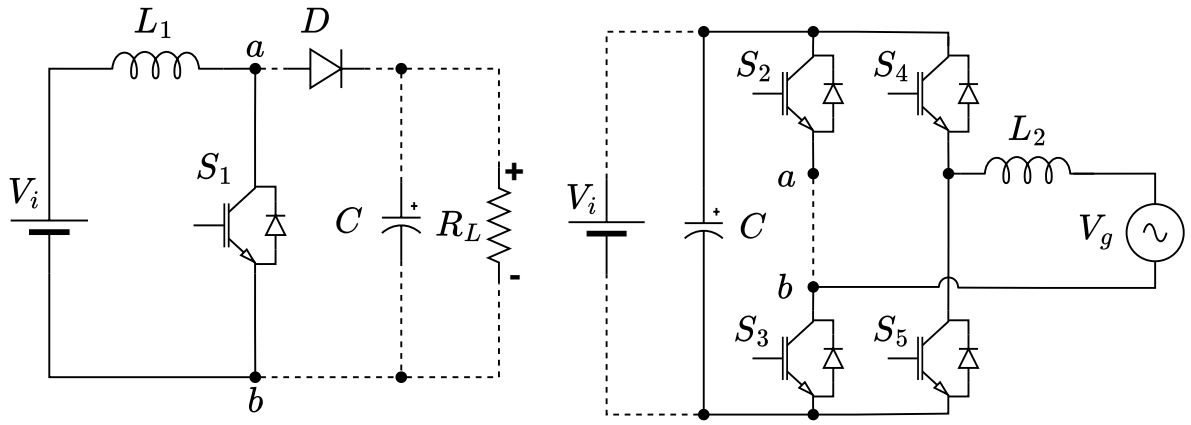
Já o resultado experimental apresentado utiliza uma tensão de entrada de apenas 15 V, devido a falta de circuito *snubber* para reduzir os picos de tensão nas chaves (RAJEEV; AGARWAL, 2015). Embora o protótipo tenha validado a topologia, o nível de tensão

utilizado é muito abaixo do necessário para a conexão com a rede elétrica, inviabilizando uma análise prática do inversor quando exposto a uma situação real.

2.2.3 Inversor Elevador com 5 Chaves

No trabalho de Hu et al. (2019) é apresentado um inversor de cinco chaves que surge a partir do estudo e da combinação do conversor CC-CC *boost* e do inversor em ponte completa, conhecido como *full bridge* em inglês, ambos exibidos na Figura 18.

Figura 18 – Conversores utilizados na dedução do inversor elevador com 5 chaves.

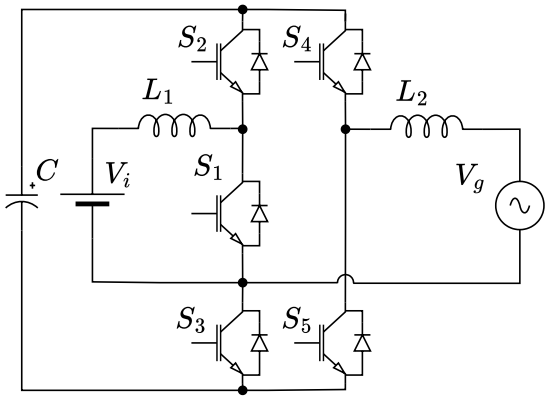


(a) Conversor CC-CC *boost*. (b) Inversor em ponte completa.

Fonte: Adaptado de (HU et al., 2019).

Ao substituir o circuito apresentado na Figura 18a no circuito da Figura 18b, entre os pontos a e b de cada um, o resultado é o inversor apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Inversor baseado no conversor *boost* e inversor ponte completa.



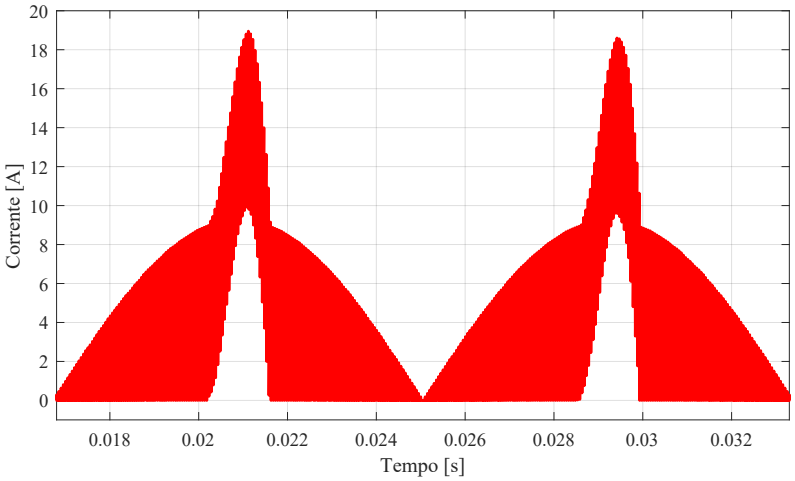
Fonte: Adaptado de (HU et al., 2019).

Ao analisar o circuito proposto pelos autores, nota-se que o inversor é o mesmo da Figura 15, apresentado na Seção 2.2.2 anterior, exceto pela falta do capacitor C_2, que é utilizado como filtro, não interferindo nas etapas de funcionamento do inversor. Sendo

assim, o ganho estático teórico do inversor continua sendo o mesmo apresentado pela Equação 1.

No artigo, os autores utilizam uma frequência de chaveamento de 20 kHz, fora da frequência audível, diferentemente do valor adotado pelas outras duas topologias já apresentadas. Além disso, o valor da indutância de L_1 é projetado de modo que o mesmo opere no MCD e no MCC dentro de um mesmo semiciclo. Perto do cruzamento por zero da saída CA o indutor funciona em MDC e próximo ao pico da saída CA, o indutor funciona em MCC. Como L_1 ainda trabalha no MCD na maior parte de cada semiciclo e continua funcionando com razão cíclica variável, a inexatidão da Equação 1, que define o ganho do inversor, ainda permanece nessa topologia. A Figura 20 mostra a corrente em L_1 operando nesse modo.

Figura 20 – Corrente de entrada do inversor elevador com 5 chaves.



Fonte: O Autor.

Mesmo com o indutor de entrada operando de forma combinada entre o MCD e o MCC, o pico de corrente drenado da fonte ainda é muito elevado, resultando em alta flutuação de potência de entrada e maior estresse nos dispositivos semicondutores, portanto o inversor ainda permanece com a característica negativa para aplicação em geração de energia fotovoltaica. A modulação também é realizada através de SPWM e os pulsos utilizados em cada chave são os mesmos apresentados na Seção 2.2.2 anterior, através da Figura 17. Logo, o mesmo circuito lógico da Figura 13, apresentado na Seção 2.2.1, é utilizado para obter os pulsos necessários em cada uma das chaves do inversor.

Os autores apresentam um diagrama de blocos do controle utilizado no inversor. O controle da corrente injetada na rede é realizado através da teoria *p-q*, baseada na potência instantânea, obtida através da transformada de Clarke.

O algoritmo MPPT gera o sinal de máxima potência dos painéis, esse sinal passa por um regulador de potência que gera os sinais de potência ativa de referência (p^*) e potência reativa de referência (q^*). As potência p e q são calculadas através da transformada de Clarke. A subtração de cada uma delas com seus respectivos valores de referência são

realizadas, gerando um valor de tensão de erro, onde através de um controlador PI gera-se a corrente de referência da rede ($i_{\text{g-ref}}$), que novamente é subtraída da corrente da rede medida. Esse sinal passa por um controlador PR e gera o sinal senoidal de modulação.

Embora essa topologia e da apresentada na Seção 2.2.2 sejam praticamente a mesma, os autores apresentaram resultados práticos mais convincentes. É utilizado tensão de entrada $V_i = 50$ V e a tensão da rede é $V_g = 110$ V_{RMS}. Para uma corrente de saída de aproximadamente 2,5 A de pico, o indutor L_1 opera apenas em MCD, onde a corrente em L_1 tem o mesmo formato exibido na Figura 14. Já para uma corrente de aproximadamente 5 A de pico, o indutor opera entre o MCC e o MCD, como exibido na Figura 20. No primeiro caso, a corrente injetada na rede possui 3,9% de THD, enquanto no segundo caso, a THD da corrente injetada é de 4,2% (HU et al., 2019). Ainda sim, ambos os valores de distorção estão dentro dos limites das principais normas. Os autores também calcularam a eficiência máxima do inversor, que pode alcançar a faixa de 96%.

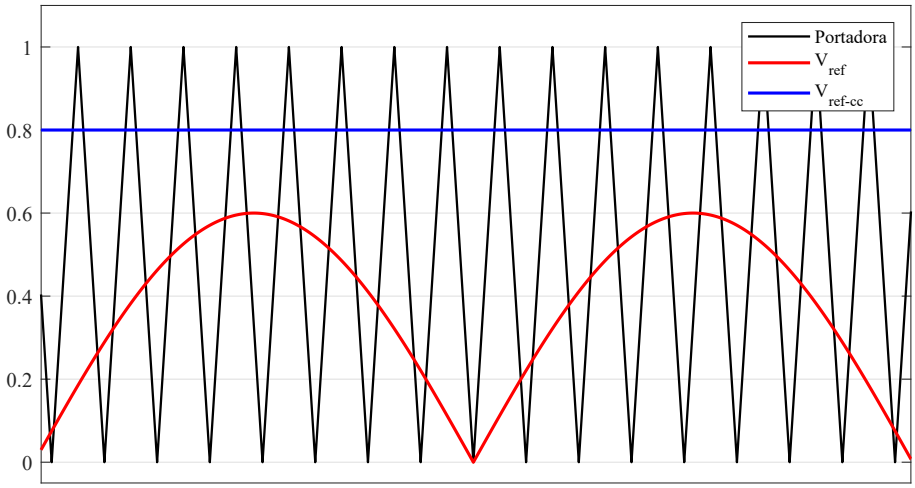
2.2.4 Inversor Elevador com 5 Chaves Modulado por Dois Sinais

A partir dos pontos negativos relatados nas topologias anteriores, os trabalhos de Lee et al. (2019), Lee et al. (2020) buscam resolver dois desses principais problemas para melhorar a aplicação do inversor em geração de energia fotovoltaica: O indutor de entrada L_1 operando apenas em MCC e o desacoplamento do controle entre o lado CC e o lado CA do inversor, mantendo a característica de estágio único. A topologia é a mesma da Figura 15 e os autores nomearam o inversor como S^2CGBI, sigla em inglês para *Single-Stage Common-Ground Boost Inverter*.

Com L_1 operando apenas em MCC, a componente alternada da corrente drenada dos painéis fotovoltaicos é reduzida, ou seja, não há picos elevados de corrente. Além disso, o desacoplamento entre a parte CC e a parte CA do inversor permite um melhor controle do ganho do inversor e da qualidade da corrente injetada na rede.

A solução proposta pelos autores modifica a modulação para o controle das chaves do inversor, onde são utilizados dois sinais de referência e uma única portadora triangular. Um sinal constante, denominado $V_{\text{ref-cc}}$, é utilizado para manter o indutor no MCC e um sinal senoidal retificado, denominado V_{ref}, é utilizado para gerar a modulação SPWM para as chaves responsáveis pela inversão do sinal. A Figura 21 mostra estes sinais de referência e o sinal da portadora.

Figura 21 – Modulação do S^{2}CGBI com dois sinais de referência.



Fonte: O Autor.

Com esse tipo de modulação, o indutor L_1 armazena e fornece energia com uma razão cíclica constante. O lado CA do inversor ainda produzirá uma saída alternada de 3 níveis (LEE et al., 2019). Embora o inversor ainda opere como estágio único, o ganho de tensão pode ser divido em duas partes. O sinal $V_{\text{ref-cc}}$ produz uma razão cíclica d, onde $T_{\text{ON}} = dT_s$. Sendo assim, o ganho de tensão entre a tensão de entrada V_i e a tensão média no capacitor C_1, denominada V_{C1}, é definida pela Equação 2, sendo caracterizada como elevador de tensão (*boost*).

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{1}{1-d} \tag{2}$$

Já a amplitude do sinal V_{ref} define o índice de modulação M do lado CA. Desse modo, o ganho de tensão entre a saída V_o e a tensão média no capacitor, V_{C1}, é definida pela Equação 3, caracterizado como abaixadora de tensão (*buck).*

$$\frac{V_o}{V_{C1}} = M \tag{3}$$

Isolando V_{C1} na Equação 3 e substituindo na Equação 2, o ganho entre a tensão de entrada V_i e a tensão de saída alternada V_o do inversor é estabelecido pela Equação 4.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{M}{1-d} \tag{4}$$

Como a topologia continua com características do conversor Ćuk, o ganho do inversor continua idêntico ao dos conversores do tipo *buck-boost*, porém definido a partir de duas variáveis, que podem ser controladas individualmente. Esta dissertação é fundamentada principalmente na modulação adotada por Lee et al. (2019), que mantém a corrente de entrada do microinversor com baixa ondulação, o que melhora significativamente sua aplicação em geração de energia a partir de módulos fotovoltaicos. Nesse sentido, um estudo mais aprofundado é apresentado no Capítulo 3.

2.2.5 Inversor derivado do Ćuk em MCC

O inversor proposto por Gautam e Sensarma (2017) é uma modificação dos inversores apresentados nas Seções 2.2.1 e 2.2.2. O objetivo dos autores é fazer com que o indutor de entrada L_1 trabalhe apenas em MCC, além de tornar o inversor bidirecional em potência.

A modulação do inversor, segundo os autores, é realizada a partir de dois sinais binários, m e S_g. O sinal m define o modo de operação do inversor, onde $m = 1$ quando a tensão de saída $V_o > 0$ e $m = 0$ quando a tensão de saída $V_o < 0$. Já o sinal S_g é o mesmo sinal de controle da chave S_1. Para $S_g = 1$, a chave S_1 está conduzindo (ligado) e para $S_g = 0$ a chave S_1 está aberta (desligado). O sinal das outras chaves são formados a partir desses dois sinais binários e são exibidos na Tabela 2.

Tabela 2 – Estado das chaves do inversor derivado do Ćuk em MCC.

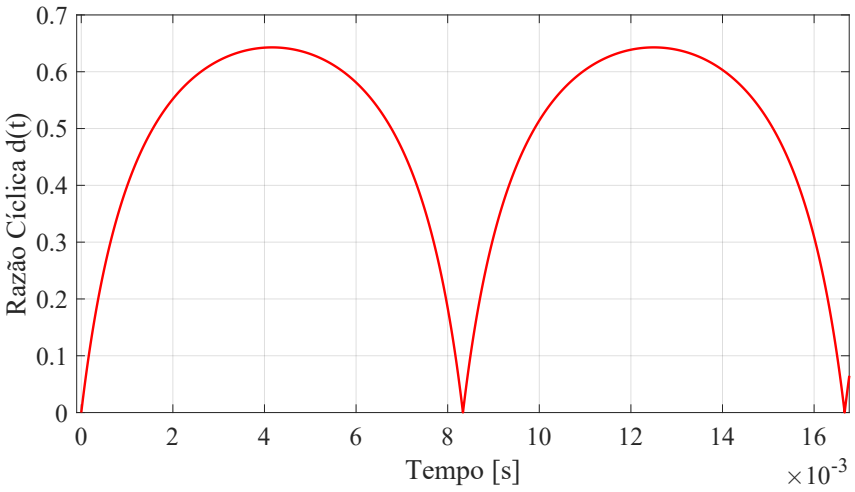
	$V_o > 0,\ M = 1$		$V_o < 0,\ M = 0$	
Sinal da Chave	Ligado	Desligado	Ligado	Desligado
$S_g = S_1$	1	0	1	0
S_2	1	1	0	1
S_3	1	0	0	0
$S_4,\ S_5$	0	1	1	1

Fonte: Adaptado de (GAUTAM; SENSARMA, 2017).

Além disso, para que a tensão de saída do inversor possua uma forma de onda senoidal ($V_o = V_m \sin(\omega_g t)$), a modulação exige que a razão cíclica (d) do inversor varie no tempo conforme a Equação 5, onde V_m é a amplitude da tensão da rede e V_i é a tensão de entrada. Para $V_m = 180$ V e $V_i = 100$ V, a variação da razão cíclica gerada a partir da Equação 5 é exibida na Figura 22.

$$d(t) = \frac{V_m |\sin(\omega_g t)|}{V_i + V_m |\sin(\omega_g t)|} \tag{5}$$

Figura 22 – Sinal de modulação gerado a partir da Equação 5.



Fonte: O Autor.

Embora os autores descrevam como a modulação do inversor é obtida, não há nenhuma informação de como o controle do inversor é realizado. Não há descrição do modelo, da planta de controle e do tipo de controlador utilizado, dificultando a reprodução dos resultados em malha fechada, inclusive via simulação.

Gautam e Sensarma (2017) apresentam resultados experimentais no modo desconectado da rede elétrica (*stand-alone*) e conectado à rede elétrica. Os resultados no modo *stand-alone* exibem a capacidade do inversor de trabalhar com cargas de fator de potência diferente da unidade e com cargas não lineares. Já o resultado conectado à rede elétrica exibe apenas uma imagem da corrente injetada na rede em fase com a tensão, dificultando a reprodução dos resultados. Os autores também realizaram a medição da corrente de fuga do inversor, que não ultrapassou os 800 μA quando conectado à rede elétrica, sem a utilização de filtros de ruído de modo comum, demonstrando a eficácia do aterramento comum.

2.2.6 Topologias de Microinversor Buck-Boost do tipo 2-L, 2-C

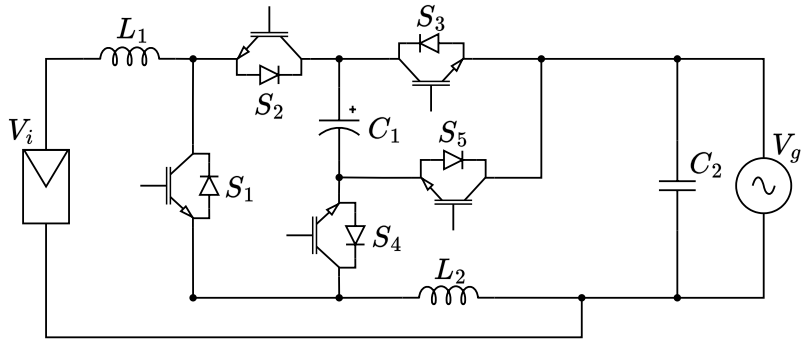
O trabalho de Jamatia e Sensarma (2023) propõe um método de derivação de topologias de microinversores do tipo *buck-boost* sem transformador baseado na equação de equilíbrio de fluxo dos indutores de entrada (L_1) e saída (L_2). O estudo é realizado com a combinação do conversor CC-CC *boost*, com razão cíclica d e do conversor CC-CA com característica *buck* e razão cíclica M, interligados por um capacitor intermediário C_1. As variáveis d e M possuem o mesmo formato já apresentado anteriormente. Ou seja, o ganho de todos os microinversores obtidos é o mesmo definido pela Equação 4.

Considerando que a fonte de tensão de entrada (V_i) e o capacitor C_1 nunca podem ser curto-circuitados e que os capacitores devem sempre ser conectados através de um indutor, os autores obtiveram como resultado 8 combinações possíveis para o semiciclo positivo da

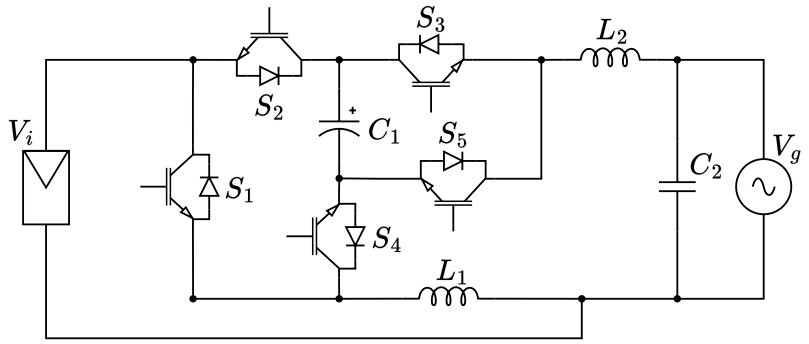
rede elétrica e 8 combinações para o semiciclo negativo, totalizando 64 topologias possíveis de microinversor do tipo *buck-boost* com aterramento comum (JAMATIA; SENSARMA, 2023).

Dentre os 64 circuitos viáveis, apenas 3 utilizam o menor número de transistores que totaliza 5. A primeira topologia já foi apresentada e analisada na Seção 2.2.4. Já as outras duas topologias são apresentadas na Figura 23.

Figura 23 – Topologias adicionais de microinversores *buck-boost* com apenas cinco chaves.



(a) Segunda topologia viável com 5 chaves.



(b) Terceira topologia viável com 5 chaves.

Fonte: Adaptado de (JAMATIA; SENSARMA, 2023).

Embora as topologias se diferenciem pela posição de seus indutores (a topologia da Figura 23a modifica a posição de L_2, e a topologia da Figura 23b modifica a posição de L_1), elas possuem etapas de funcionamento idênticas ao utilizarem a mesma modulação. Isso permite que a mesma estratégia de controle possa ser utilizada nos três microinversores (JAMATIA; SENSARMA, 2023).

Jamatia e Sensarma (2023) apresentam resultados de simulação das três topologias através do *software* PLECS. A frequência de chaveamento utilizada é de 50 kHz, a tensão de entrada fica em torno de 52 V, enquanto a tensão da rede elétrica é de 230 V eficaz. A tensão no capacitor C_1 é controlada em 440 V, indicando um ganho de tensão de aproximadamente 8,5 vezes. A principal diferença entre as três topologias apresentadas está no formato da corrente dos indutores L_1 e L_2. A primeira topologia, apresentada

na Seção 2.2.4, destaca-se por possui a menor ondulação na corrente de entrada e menor ondulação na tensão do capacitor C_1, sendo considerada mais vantajosa.

2.3 Conclusão do Capítulo

Este capítulo apresentou as principais características e subsistemas que compõem o funcionamento de um inversor fotovoltaico que opera de forma conectada à rede elétrica e das diversas configurações possíveis, que dependem do tipo de aplicação, sendo possível concluir que os microinversores são uma excelente opção em residências e pequenos comércios que produzem energia de forma descentralizada através da geração distribuída. Também é apresentada a revisão das principais topologias de microinversores do tipo *buck-boost* sem transformador, com estágio único de conversão e aterramento comum. A análise evidenciou limitações nos resultados disponíveis na literatura e a carência de detalhes sobre as estratégias de controle empregadas, ressaltando a lacuna científica que fundamenta este trabalho. No próximo capítulo são apresentadas as etapas de funcionamento, modulação, projeto e modelo do microinversor aplicado neste trabalho.

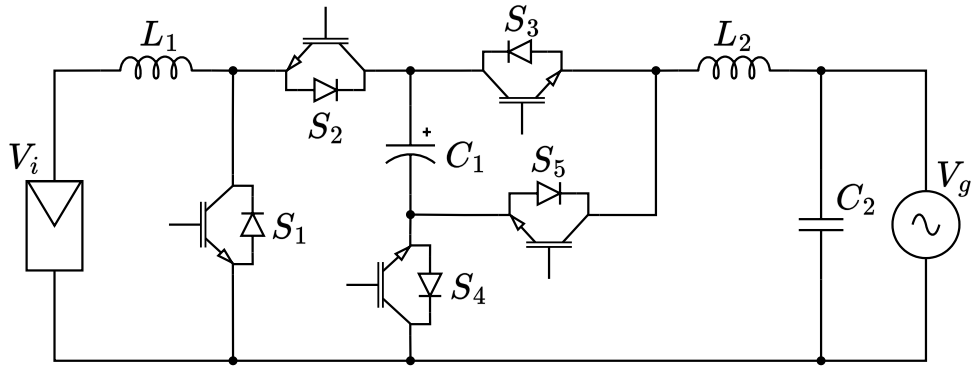
3 Microinversor Adotado

Este Capítulo apresenta de forma todos os detalhes da topologia escolhida. O trabalho adota o circuito utilizado nos trabalhos anteriores e a modulação apresentada no trabalho de Lee et al. (2019). A modulação, etapas de funcionamento e circuito lógico para a geração do sinal de comando das chaves são descritos, além das equações de dimensionamento de todos os componentes passivos. Também fazem parte, o modelo matemático do microinversor e a técnica de controle implementada.

3.1 Etapas de Funcionamento e Modulação

A topologia do microinversor escolhida é apresentada na Figura 24 e a modulação utilizada possui dois sinais de referência, onde o primeiro sinal de referência $V_{\text{ref-cc}}$ produz uma razão cíclica d para a chave S_1, enquanto o sinal de referência V_{ref} produz uma razão cíclica M, como apresentado na Seção 2.2.4. Dessa forma, o ganho entre a tensão de entrada e saída do microinversor é dada pela Equação 6.

Figura 24 – Circuito do microinversor S²CGBI.



Fonte: O autor.

$$\frac{V_g}{V_{in}} = \frac{M}{1-d} \tag{6}$$

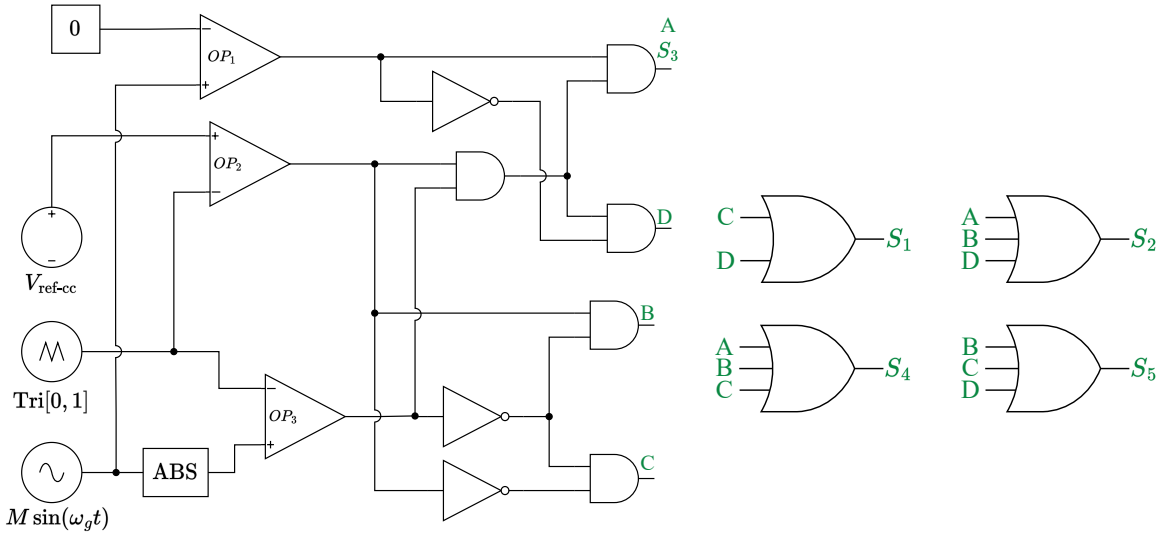
A razão cíclica mínima ($d_{\min}$) e máxima ($d_{\max}$) do sinal de referência constante são definidas a partir da Equação 7, enquanto a razão cíclica mínima ($M_{\min}$) e máxima ($M_{\max}$) do sinal de referência senoidal retificado são definidas pela Equação 8.

$$\begin{aligned} d_{\min} &= 1 - \frac{V_i}{V_{C1}^{\max}} \\ d_{\max} &= 1 - \frac{V_i}{V_{C1}^{\min}} \end{aligned} \tag{7}$$

$$M_{\min} = 0 \tag{8}$$
$$M_{\max} = \frac{V_g}{V_{C1}^{\min}}$$

Para o funcionamento correto do microinversor é necessário que $d \geq M$, ou seja $d_{min} = M$. Quando isso é considerado, o inversor trabalha como elevador de tensão para $M > 0,5$ (LEE et al., 2019). Um circuito digital é implementado para gerar as quatro saídas de nível lógico, A, B, C e D. Essas saídas são geradas com amplificadores operacionais comparadores e dos sinais de referência e a portadora, junto de um detector de passagem por zero e um conjunto de portas lógicas como mostra a Figura 25. Na sequência, os sinais lógicos A, B, C e D alimentam portas lógicas do tipo OR, gerando o pulso de cada uma das chaves, como mostra a Figura 25b. Apenas a chave S_3 possui o mesmo sinal do nível lógico A.

Figura 25 – Circuito para geração dos pulsos das chaves do microinversor.



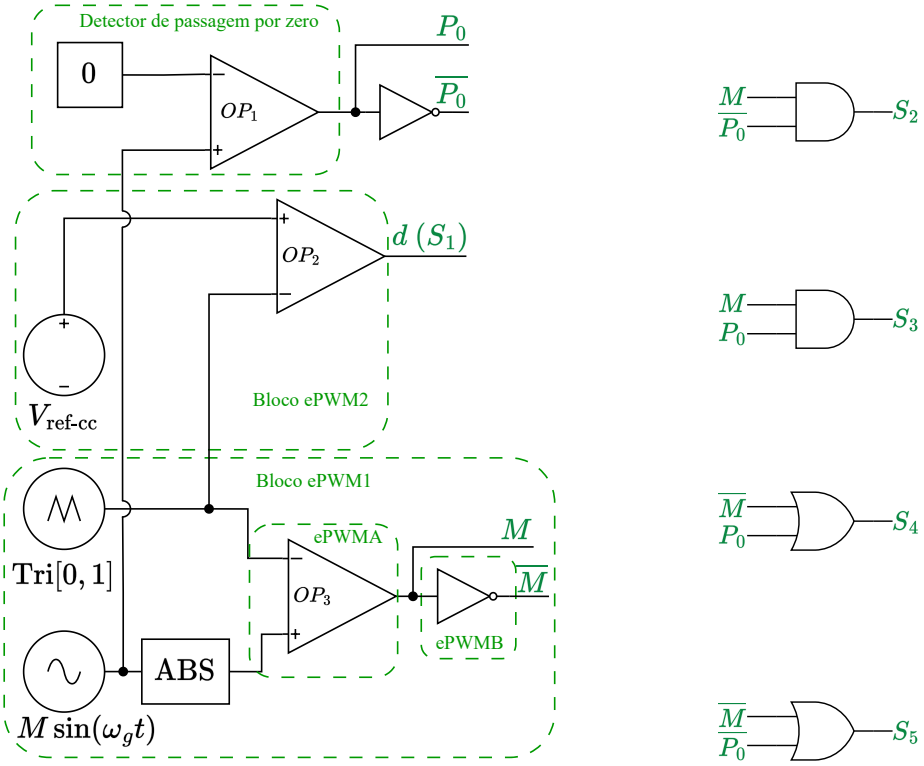
(a) Circuito para geração dos sinais A, B, C e D.

(b) Circuito para geração dos pulsos de cada chave.

Fonte: Adaptado de (LEE et al., 2019).

No entanto, Lee et al. (2019) utilizam um FPGA para implementar o circuito lógico apresentados na Figura 25, enquanto a implementação desse sistema em um microcontrolador convencional, como o TMS320F28379D, é relativamente complexo, principalmente pela necessidade de implementação de tempo morto entre as chaves. Desse modo, o acionamento das chaves pode ser simplificado pelo circuito apresentado na Figura 26, sem alterar o funcionamento do microinversor.

Figura 26 – Circuito simplificado para geração dos pulsos das chaves do microinversor.



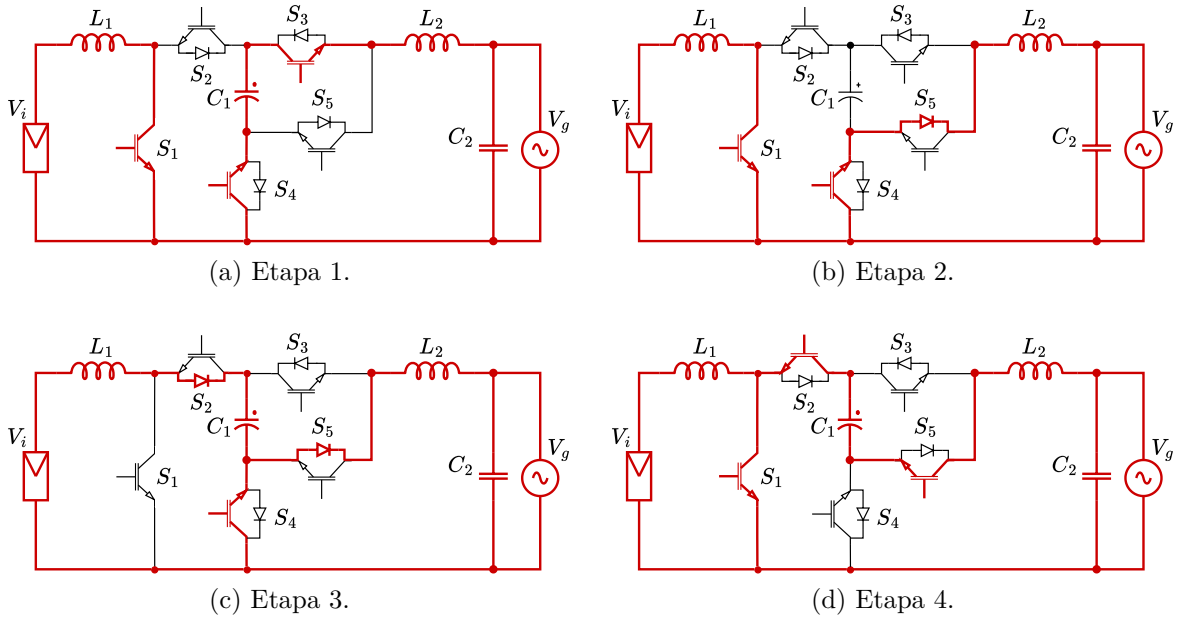
(a) Circuito para geração dos sinais principais e de S_1. (b) Circuito para geração dos pulsos S_2 à S_5.

Fonte: O autor.

Analisando a Figura 26a a partir da implementação através do TMS320F28379D, o detector de passagem gera os sinais P_0 e $\overline{P_0}$ e os sinais resultantes são enviados para duas GPIOs. O pulso da chave S_1 é obtido pelo bloco ePWM2, enquanto os sinais M e $\overline{M}$ são obtidos pelo bloco ePWM1, onde M corresponde ao canal ePWM1A e $\overline{M}$ corresponde ao canal ePWM1B, sendo o sinal complementar de M. A geração de M e $\overline{M}$ pelo mesmo bloco de ePWM permite a adição de tempo morto entre os sinais, eliminando a possibilidade de curto-circuito entre as chaves do inversor.

A Figura 27 exibe as quatro etapas de funcionamento do microinversor, se iniciando na etapa 1 (Figura 27a), onde as chaves S_1, S_3 e S_4 estão conduzindo, permitindo com que o indutor L_1 armazene energia enquanto o capacitor C_1 é conectado à saída e $V_{AN} = +V_{C1}$, injetando corrente na rede. Durante a etapa 2 (Figura 27b) as chaves S_1 e S_4 conduzem, mantendo o armazenamento de energia no indutor L_1. Nesse estado, o capacitor C_1 é desconectado do circuito, resultando em uma tensão de saída de $V_{AN} = 0$. Na etapa 3 (Figura 27c) S_4 e S_5 conduzem, mantendo a tensão de saída $V_{AN} = 0$, ao mesmo tempo L_1 fornece a energia armazenada para C_1 através do diodo em antiparalelo de S_2. Na etapa 4 (Figura 27d) as chaves S_1, S_2 e S_5 conduzem, fazendo com que o indutor L_1 volte a armazenar energia enquanto o terminal negativo de C_1 é conectado à saída e o terminal positivo é aterrado através de S_2 e S_1, gerando tensão $V_{AN} = -V_{C1}$.

Figura 27 – Etapas de operação do inversor S²CGBI.



(a) Etapa 1.

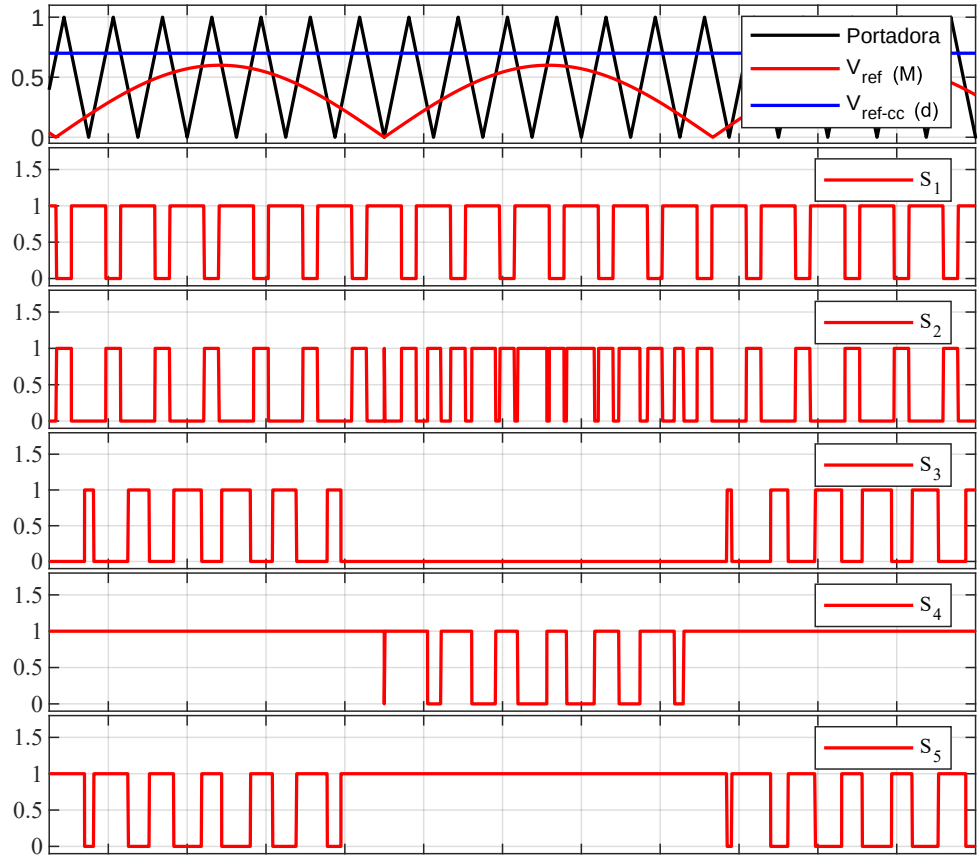
(b) Etapa 2.

(c) Etapa 3.

(d) Etapa 4.

Fonte: O autor.

Figura 28 – Modulação e pulsos nas chaves do inversor S²CGBI.



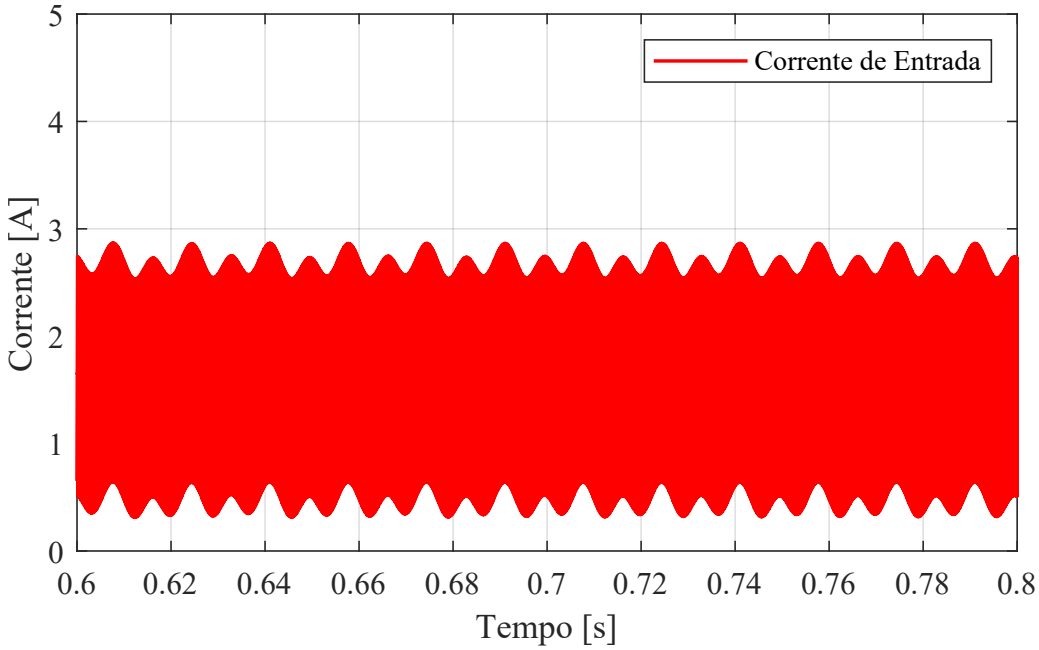
Fonte: O Autor.

As etapas de funcionamento 1, 2 e 3 compõem o semiciclo positivo da tensão de saída, enquanto as etapas 2, 3 e 4 compõem o semiciclo negativo da tensão de saída. As etapas

2 e 3 de funcionamento são redundantes, onde a diferença entre elas é o estado do indutor L_1, que pode estar armazenando energia (etapa 2) ou fornecendo energia (etapa 3). A Figura 28 mostra os pulsos no *gate* de cada uma das chaves.

Através da técnica de modulação utilizada, a corrente de entrada do inversor é exibida na Figura 29, onde é possível observar uma melhora significativa nos picos de corrente. Com essa mudança, o indutor L_1 passa a trabalhar apenas no MCC e com razão cíclica constante, isso faz com que o valor teórico do ganho do inversor, fornecido pela Equação 6 se aproxime do obtido experimentalmente. Além disso, há a possibilidade de definir o ganho do inversor a partir do controle de duas variáveis distintas, auxiliando na modelagem do inversor e no projeto de controle.

Figura 29 – Corrente de entrada do inversor S^{2}CGBI.



Fonte: O Autor.

Apesar da contribuição na forma de onda da corrente de entrada e dos autores disponibilizarem o circuito para geração dos pulsos em cada uma das chaves do inversor, não é apresentado nenhum detalhe de como o inversor é controlado e também não é realizada sua modelagem matemática.

Os resultados práticos apresentados em Lee et al. (2019), Lee et al. (2020) foram realizados em malha aberta com o inversor desconectado da rede elétrica. A tensão de entrada é de 100 V e a tensão senoidal de saída de 120 V eficaz. Inicialmente os autores fixaram o valor de $M = 0,6$ e $d = 1,1 \times M = 0,66$, proporcionando um ganho prático de aproximadamente 1,7, contra o resultado teórico de 1,76 obtido a partir da Equação 4. Os testes práticos são realizados apenas com uma carga R de 100 Ω e uma carga RL de $104,8$ Ω. Uma simulação do inversor operando conectado à rede elétrica também é

apresentada por Lee et al. (2019), no entanto nenhuma informação relevante em relação ao controlador utilizado é apresentada.

3.2 Dimensionamento dos Componentes Passivos

3.2.1 Indutor de Entrada

Como a modulação adotada mantém um valor fixo de razão cíclica no indutor de entrada (L_1) e M não interfere em S_1, este pode ser dimensionado seguindo as mesmas equações que modelam um conversor *boost* convencional (AZIZI et al., 2023), como mostra a Equação 9.

$$L_1 = \frac{V_i \cdot d \cdot T_s}{\Delta i_{L1}} \tag{9}$$

Os autores Gautam e Sensarma (2017) também avaliam a ondulação de corrente em L_1 a partir da Equação 9. No entanto, também propõem um estudo para redução das perdas do microinversor. O valor de L_1 também pode ser calculado com o intuito de reduzir a ondulação da tensão de entrada, como mostra a Equação 10, onde C_{in} é a capacitância em paralelo com o módulo fotovoltaico.

$$\Delta V_i \geq \frac{1}{2C_{in}} \frac{\Delta i_{L1}}{2} \frac{T_s}{2} \tag{10}$$

Isolando Δi_{L1} na Equação 9 e substituindo na Equação 10, a Equação 11 é obtida.

$$L_1 \geq \frac{V_i \cdot d \cdot T_s^2}{8C_{in} \cdot \Delta V_i} \tag{11}$$

O valor de L_1 também é capaz de definir a ondulação máxima da corrente de entrada ($\Delta i_{L1}^{\max}$) a partir da razão cíclica máxima ($d_{\max}$). Utilizando a Equação 9 e 6 o valor de L_1 também pode ser calculado através da Equação 12, onde V_{gp} é a tensão de pico da rede elétrica.

$$L_1 \geq \frac{V_i \cdot T_s}{\Delta i_{L1}^{\max}} \frac{V_{gp}}{V_{gp} + V_i} \tag{12}$$

Dessa forma, o valor mínimo do indutor L_1 deve ser o maior valor obtido dentre as Equações 9, 11 e 12 (GAUTAM; SENSARMA, 2017).

3.2.2 Capacitor do Barramento CC

Da mesma forma que o indutor de entrada pode ser dimensionado como um *boost* convencional, o mesmo pode ser feito com o capacitor C_1. A primeira consideração é que a tensão mínima no capacitor C_1 deve ser maior ou igual do que a soma da tensão de entrada (V_i) e do módulo da tensão de pico da rede elétrica ($|V_{gp}|$), ou seja,

$$V_{C1} \geq V_i + |V_{gp}|. \tag{13}$$

A Equação 14 trata-se do dimensionamento do capacitor C_1 considerando um conversor *boost* convencional

$$C_1 = \frac{|I_o| dT_s}{\Delta V_{C1}}. \tag{14}$$

Uma outra análise é realizada por Jamatia, Gautam e Sensarma (2018), fazendo com que o capacitor C_1 auxilie no desacoplamento de potência entre os módulos e a rede elétrica. O capacitor C_1 também pode armazenar energia suficiente para absorver parte dessa ondulação de 120 Hz e auxiliar no desacoplamento de potência, reduzindo o valor do capacitor de entrada C_{in}. A partir disso, a Equação 15 dimensiona o capacitor C_1 para esse objetivo (JAMATIA; GAUTAM; SENSARMA, 2018).

$$C_1 = \frac{P_{\mathrm{CC}}}{\omega_g \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \tag{15}$$

Sendo assim, o dimensionamento do capacitor C_1 pode considerar apenas a ondulação de tensão ou a capacidade de auxiliar no desacoplamento de potência e reduzir o valor da capacitância C_{in}.

3.2.3 Filtro de Saída

O valor mínimo de indutância de L_2, que compõe o filtro LC, é calculado através da Equação 16 (GAUTAM; SENSARMA, 2017). Já em Jamatia, Gautam e Sensarma (2016), a Equação 17 é utilizada.

$$L_2 \geq \frac{V_i \cdot T_s}{\Delta i_{\mathrm{L2}}^{\max}} \frac{V_m}{V_m + V_i} \tag{16}$$

$$L_2 \geq \frac{V_g \cdot (1 - M) T_s}{\Delta i_{\mathrm{L2}}^{\max}} \tag{17}$$

Para o projeto de C_2, pode-se assumir uma frequência de corte f_c muito menor que a frequência de chaveamento do conversor f_s. Desse modo, pode-se determinar o valor de C_2 a partir da Equação 18 (SREEKANTH; LAKSHMINARASAMMA; MISHRA, 2017).

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 \cdot L_2} \tag{18}$$

Geralmente o valor de f_c escolhido fica próximo de 1/10 da frequência de chaveamento do inversor.

3.3 Modelo Matemático

Embora o trabalho de Lee et al. (2019) não apresente nenhum estudo a respeito da modelagem e das técnicas de controle, o microinversor apresentado em Jamatia, Gautam e Sensarma (2018) possui a mesma topologia e etapas de funcionamento. No trabalho, os autores apresentam a modelagem de pequenos sinais do microinversor a partir de uma perturbação $\tilde{\psi}$ no ponto de equilíbrio Ψ. Partindo-se da modulação realizada pelos sinais d e M e considerando $M < d$, gera-se um intervalo entre as razões cíclicas. Nessa condição o microinversor pode ser representado por dois modelos matemáticos independentes.

A Equação 19 representa o modelo em espaço de estados da etapa que eleva a tensão de entrada a partir da razão cíclica d, atuando como um conversor *boost*. Já a Equação 20 representa o modelo em espaço de estados da etapa que converte a tensão contínua em tensão alternada modulada por SPWM a partir do módulo de um sinal senoidal de amplitude M.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{v}_i\\ \tilde{i}_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & -1/C_{in}\\ 1/L_1 & -r_1/L_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{v}_i\\ \tilde{i}_1\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}0\\ V_{C1}/L_1\end{bmatrix}\tilde{d}, \tag{19}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{v}_{C2}\\ \tilde{i}_2\\ \tilde{i}_g\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1/C_2 & -1/C_2\\ -1/L_2 & -r_2/L_2 & 0\\ 1/L_g & 0 & -r_g/L_g\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{v}_{C2}\\ \tilde{i}_2\\ \tilde{i}_g\end{bmatrix} + \text{sgn}(V_g)\begin{bmatrix}0\\ V_{C1}/L_2\\ 0\end{bmatrix}\tilde{M}. \tag{20}$$

Os modelos consideram a resistência interna dos indutores L_1, L_2 e L_g, representadas pelos termos r_1, r_2 e r_g, respectivamente. As variáveis i_1, i_2 e i_g representam a corrente através dos indutores L_1, L_2 e L_g, respectivamente. O termo C_{in} representa a capacitância do capacitor de desacoplamento, que é conectado em paralelo com o módulo fotovoltaico. Já o operador $\text{sgn}(V_g)$ representa o sinal da tensão da rede elétrica.

$$\frac{i_1(s)}{d(s)} = \frac{-sV_{C1}}{L_1s^2 + r_1s + \dfrac{1}{C_{in}}}, \tag{21}$$

$$\frac{i_g(s)}{M(s)} = \frac{V_{C1}}{k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + (r_2 + r_g)}, \tag{22}$$

A Equação 21 representa a função de transferência do modelo apresentado na Equação 19 considerando a corrente i_1 como variável de saída. Já a Equação 22 representa a função de transferência do modelo apresentado na Equação 20 considerando a corrente i_g como variável de saída, onde $k_1 = L_2 + L_g + r_2r_gC_2$, $k_2 = r_2L_gC_2 + r_gL_2C_2$ e $k_3 = L_2L_gC_2$.

3.4 Conclusão do Capítulo

Este capítulo teve o objetivo de apresentar todas as característica do microinversor em estudo. A apresentação do circuito utilizado para o acionamento das chaves realizada

por Lee et al. (2019) é simplificada para uma versão que considerou os fatores necessários para implementação prática a partir de um microcontrolador e a inclusão de tempo-morto, que não é descrito em nenhum dos trabalhos anteriores. As etapas de operação também são detalhadas, facilitando o entendimento completo de operação do microinversor e enfatizando a corrente de entrada operando em MCC. O capítulo também reúne e apresenta as equações necessárias para projetar os elementos passivos do microinversor, que possuem diferenças ao longo dos trabalhos revisados. Dessa forma, pode-se projetar os elementos do microinversor sem a necessidade de consultar os trabalhos individualmente e facilitando pesquisas futuras sobre essa topologia. O modelo matemático em espaço de estados, já existente, também é apresentado juntamente com suas funções de transferência. O próximo capítulo apresenta os controladores ressonantes, o que são os algoritmos de meta-heurística e descreve a metodologia dos algoritmos utilizados neste trabalho.

4 Controle e Meta-heurística

Este Capítulo apresenta o controlador ressonante, necessário quando um microinversor é conectado à rede elétrica e a aborda a necessidade de controladores multirressonantes (MR) para conexão com redes distorcidas, utilizado para reduzir a DHT da corrente injetada na rede elétrica, mantendo a amplitude das harmônicas dentro dos limites exigidos por norma. Dada a dificuldade em projetar esse tipo de controlador, é apresentado um estudo que utiliza algoritmos de otimização baseados em meta-heurística, sendo capaz de encontrar os melhores ganhos para um controlador PI-MR para conexão com redes não ideias.

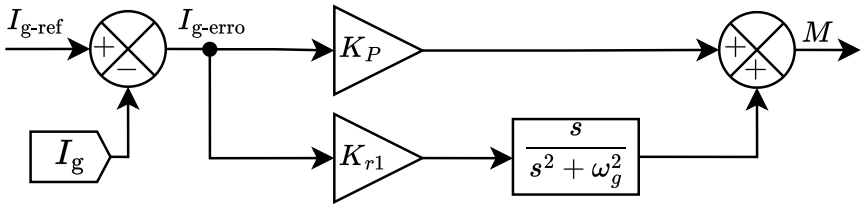
4.1 Controladores Ressonantes

Conforme descrito na Seção 2.1.4, um inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica opera como uma fonte de corrente na saída. Como o sinal da rede elétrica e a corrente de referência ($I_{\text{g-ref}}$) trata-se de um sinal alternado, os controladores do tipo Proporcional (P), Proporcional-Integral (PI) ou Proporcional-Integral-Derivativo (PID) não são suficientes para atingir erro nulo em regime permanente nessa condição. Para isso, torna-se necessário a utilização de um termo ressonante na frequência da rede elétrica para zerar o erro em regime permanente, gerando o índice de modulação correto para o inversor. A Figura 30 mostra um controlador Proporcional Ressonante (PR), na qual sua função é definida como:

$$G_{\text{RES}} = K_{r1}\frac{s}{s^2 + \omega_g^2}, \tag{23}$$

onde K_{r1} é o ganho do termo ressonante e ω_g trata-se da frequência angular da rede elétrica. O termo ressonante também se comporta como um integrador, porém apenas os sinais com frequência ω_g são integrados (PAIKRAO; REDDY, 2025).

Figura 30 – Exemplo de controlador Proporcional-Ressonante.



Fonte: O autor.

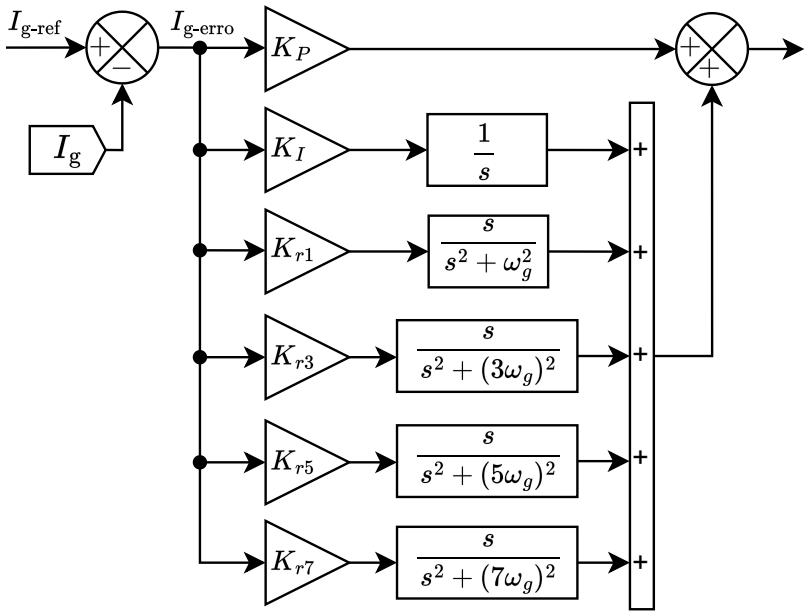
Em relação ao controle implementado, o foco principal desse estudo teórico é avaliar a qualidade da corrente injetada na rede e o comportamento do microinversor operando em

redes com distorção harmônica. Dessa forma, como o inversor pode ser desacoplado em duas plantas de controle, a planta representada pela função de transferência da Equação 21 é mantida em malha aberta, com uma razão cíclica d fixa. Além disso, a implementação de um controle em malha fechada também exige a utilização de um algoritmo MPPT. Embora seja simples realizar a implementação do algoritmo P&O, a constante perturbação realizada no sistema poderia afetar os resultados na saída do microinversor.

Dessa forma, o controlador em malha fechada é implementado apenas na função de transferência da Equação 22, que é responsável por realizar o controle do nível de corrente injetado na rede elétrica. Inicialmente é utilizado um controle Proporcional-Integral com um termo ressonante na frequência fundamental da rede elétrica, como descrito na Seção 2.1.4.

No entanto, quando um inversor é conectado em uma rede elétrica distorcida, correntes harmônicas podem circular através do filtro passivo de saída, aumentando a distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica. Uma maneira de contornar esse problema é a adição de termos ressonantes sintonizados nas harmônicas ímpares de 3ª, 5ª e 7ª ordem, que correspondem às frequências de 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz, respectivamente. Esse tipo de controlador é conhecido como Proporcional-Integral-Multirressonante (PI-MR) e é exibido na Figura 31.

Figura 31 – Exemplo de controlador Proporcional-Integral-Multirressonante.



Fonte: O autor.

Embora termos ressonantes em harmônicas ímpares de ordem superior possam ser acrescentados, suas amplitudes são tipicamente menores na DHT de tensão. Portando, adicionar termos de maior frequência apenas aumenta a complexidade do controlador com um ganho mínimo na qualidade da corrente injetada.

Apesar de existirem metodologias para se determinar os ganhos de um controlador PR na literatura, essa tarefa torna-se complexa quando o número de variáveis aumenta, como em um controlador P-MR (UFNALSKI; MICHALCZUK; GALECKI, 2022). Tendo em vista o aumento da complexidade, a utilização de algoritmos de otimização baseados em meta-heurística têm apresentado soluções satisfatórias e com custo computacional reduzido. Com a popularização da inteligência artificial (IA), a aplicação desses algoritmos para a otimização de sistemas têm se tornado uma excelente ferramenta, sendo capaz de sintonizar os ganhos de um controlador desse tipo.

Grande parte desses algoritmos são inspirados em fenômenos e comportamentos encontrados na natureza e que podem ser modelados matematicamente. Seu objetivo é encontrar uma solução ótima com base em uma função custo definida. Na otimização de controladores, a função custo pode ser composta por métricas de controle como Integral Square Error (ISE), Integral Time Square Error (ITSE), Integral Absolute Error (IAE) e Integral Time Absolute Error (ITAE). Além disso, pode-se acrescentar a DHT do sinal da corrente injetada na rede elétrica, no caso de um inversor, além de variáveis como tempo de pico, tempo de acomodação, entre outros.

4.2 Algoritmos de Meta-Heurística

Na área de otimização, a busca por uma solução ideal é limitada pela complexidade computacional do problema a ser resolvido, inviabilizando algumas aplicações práticas. Diante desse cenário, a escolha de um método de resolução baseia-se no equilíbrio entre a qualidade da solução e seu custo computacional.

Com o objetivo de viabilizar a resolução de problemas complexos, os métodos heurísticos são cada vez mais utilizados nos mais diversos sistemas otimizáveis. Esses métodos visam encontrar soluções de boa qualidade em um tempo de execução reduzido.

As meta-heurísticas são definidas como estruturas de algoritmos genéricos e flexíveis capazes de explorar o espaço de busca de forma inteligente e surgem como uma evolução das heurísticas tradicionais, superando suas limitações. A grande diferenciação da meta-heurística reside na sua capacidade de escapar de soluções ótimas locais. Para isso elas utilizam mecanismos que permitem, em momentos estratégicos, aceitar soluções temporariamente piores, permitindo que novas áreas do espaço de soluções sejam exploradas, aumentando as chances de encontrar a solução ótima global ou várias soluções ótimas locais (ARROYO, 2002).

Dada a sua flexibilidade, eficiência e os inúmeros algoritmos (bioinspirados ou não), as meta-heurísticas tornaram-se ferramentas essenciais em problemas de otimização complexos. Neste trabalho são utilizados quatro algoritmos bioinspirados com o objetivo de otimizar os ganhos do controlador PI-MR apresentado na Seção 4.1. Os algoritmos utilizados neste trabalho são descritos detalhadamente nas seções seguintes.

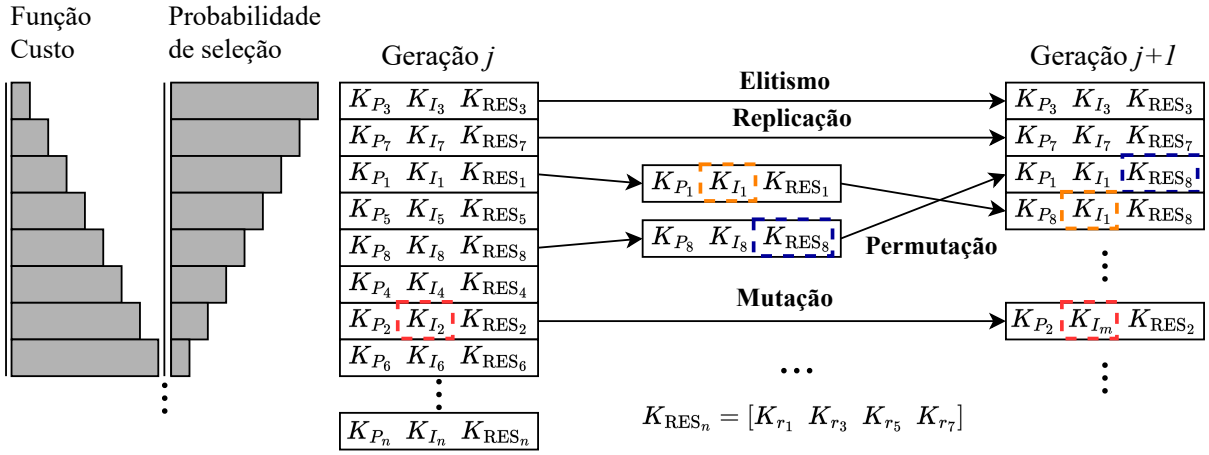
4.2.1 Algoritmo Genético

O Algoritmo Genético (*Genetic Algorithm* - GA) trata-se de um dos principais algoritmos de otimização por meta-heurística. É inspirado no processo de seleção natural e evolução biológica, sendo utilizado para obter soluções aproximadas para problemas complexos de otimização (ALBADR et al., 2020). Nesse algoritmo as possíveis soluções são chamadas de cromossomos. Nas Ciências Biológicas, um cromossomo é representado por um conjunto de genes, onde cada gene pode assumir diferentes valores, denominados como alelos. Os genes representam as variáveis do problema a ser solucionado.

O algoritmo se inicia criando uma população inicial de cromossomos, a população pode ser iniciada com genes aleatórios ou a partir de algum conhecimento prévio. A cada nova geração, cada cromossomo é avaliado a partir da função custo definida e o resultado obtido pela função corresponde a qualidade da solução obtida por cada cromossomo.

A cada etapa do algoritmo alguns critérios são utilizados para selecionar alguns cromossomos, como o critério elitista (com base no seu resultado) e o de aleatoriedade. Os cromossomos escolhidos são utilizados para produzir a próxima geração. Operações de replicação, cruzamento e mutação também são realizadas, gerando maior variação dos genes de cada cromossomo. A Figura 32 representa o esquemático do GA e como as operações de replicação, cruzamento e mutação são executadas.

Figura 32 – Representação esquemática do algoritmo genético.



Fonte: O Autor.

4.2.2 Otimização por Exame de Partículas

A otimização por exame de partículas (*Particle Swarm Optimization* - PSO) trata-se de uma técnica de otimização estocástica baseada no comportamento social de animais em busca de alimentos. O modelo também considera a cooperação e a competição entre os próprios indivíduos na busca do alvo.

O algoritmo é iniciado com um número P de partículas definido pelo usuário, onde cada partícula representa uma possível solução dentro do espaço de busca definido. A posição da partícula é definida por um vetor de dimensão n, onde n também representa o número de variáveis do problema, como mostra a Equação 24.

$$X_i = [X_{i,1}, X_{i,2}, ..., X_{i,n}], i = 1, 2, ..., P \tag{24}$$

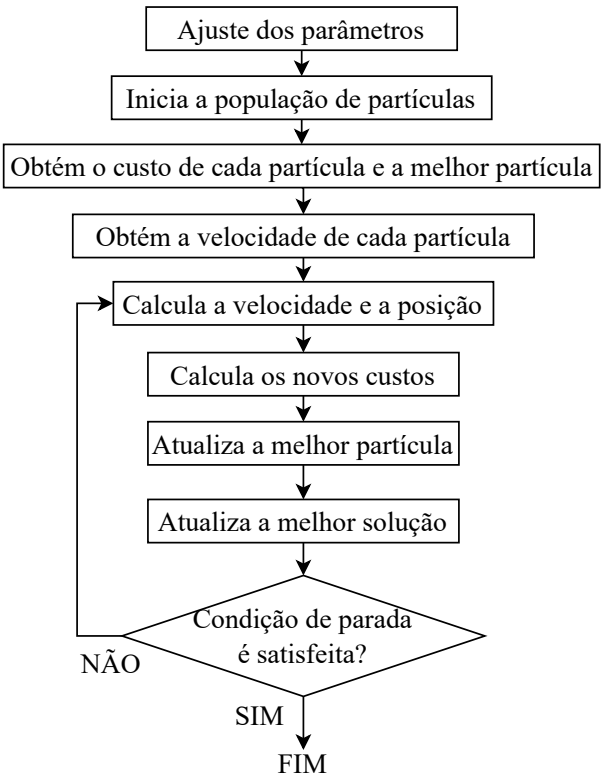
As partículas também possuem um parâmetro de velocidade $V_i(t)$, onde é possível determinar a direção e a magnitude da partícula dentro do espaço de busca definido. Cada partícula também armazena a melhor solução individual (X^{best}) e a melhor solução de todo o exame (X_g^{best}). Sendo assim, a cada iteração a velocidade $V_i(t)$ e a posição $X_i(t)$ de cada partícula é atualizada de acordo com as Equações 25 e 26, respectivamente.

$$V_i(t+1) = \omega V_i(t) + c_1 r_1 (X_{best}^i - X_i(t)) + c_2 r_2 (X_g^{best} - X_i(t)) \tag{25}$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + V_i(t+1) \tag{26}$$

A variável ω representa o fator de inércia e c_1 e c_2 são os fatores de aprendizagem, já r_1 e r_2 são números uniformemente distribuídos no intervalo de [0, 1]. A Figura 33 descreve em forma de fluxograma os passos realizados pelo algoritmo.

Figura 33 – Fluxograma do algoritmo PSO.



Fonte: Adaptado de (XIN et al., 2013).

4.2.3 Algoritmo MPA

Proposto por (FARAMARZI et al., 2020), o Marine Predators Algorithm (MPA) é uma meta-heurística populacional que mimetiza as interações biológicas e as estratégias de forrageamento entre predadores e presas no ambiente marinho. O método fundamenta-se na simulação matemática de padrões estocásticos de deslocamento, especificamente os caminhos de Lévy e o movimento Browniano, que determinam como os agentes exploram o espaço de busca. No MPA, o conjunto de soluções candidatas representa a população de animais, enquanto o indivíduo de maior aptidão (*fitness*) assume o papel de predador principal, estruturando a chamada Matriz de Elite.

A dinâmica de otimização é dividida em três fases consecutivas ao longo das iterações, operando com base na razão de velocidade entre presa e predador para balancear os mecanismos de *exploration* e *exploitation*. No algoritmo, *exploration* significa a busca por novos campos de exploração, equanto o *exploitation* é o refinamento das áreas já exploradas. Adicionalmente, o algoritmo incorpora uma taxa de perturbação baseada nos Dispositivos de Agregação de Peixes (FADs), que atua como um operador probabilístico para modificar a trajetória dos agentes. Esse mecanismo força saltos aleatórios significativos no espaço de busca, garantindo a diversidade da população e impedindo que o algoritmo sofra de convergência prematura em ótimos locais.

4.2.4 Algoritmo TLBO

Proposto por (RAO; SAVSANI; VAKHARIA, 2011), o algoritmo Teaching Learning Based Optimization é uma meta-heurística populacional inspirada na dinâmica de transferência de conhecimento em uma sala de aula. O método baseia-se na premissa de que a evolução do desempenho dos estudantes ocorre tanto por meio da instrução direta conduzida pelo professor, quanto pela interação e troca de informações entre os próprios alunos.

Uma das principais vantagens do TLBO é o fato de ser um algoritmo livre de parâmetros de controle específicos, necessitando apenas da configuração de variáveis comuns a métodos populacionais. Na modelagem do algoritmo, a população de soluções candidatas equivale ao grupo de alunos, enquanto as variáveis do problema de otimização correspondem às disciplinas avaliadas. O processo de busca e convergência é estruturado em duas etapas consecutivas e cíclicas: a fase do professor (Teacher Phase) e a fase do aluno (Learner Phase). Um fluxograma simplificado do algoritmo é apresentado em (MOHANTY; TRIPATHY, 2016).

4.3 Conclusão do Capítulo

Este capítulo apresenta o motivo de utilizar controladores do tipo Proporcional-Ressonante (PR) em um inversor solar e também a necessidade da utilização dos controladores Multirressonantes (MR) para reduzir da DHT da corrente injetada em uma rede elétrica distorcida. Considerando que o projeto de controladores multirressonantes apresenta maior complexidade devido ao elevado número de ganhos a serem sintonizados, este capítulo apresenta a aplicação de algoritmos de otimização baseados em meta-heurísticas para a determinação ótima desses parâmetros. Essa abordagem substitui os métodos tradicionais de tentativa e erro por um processo sistemático, garantindo maior eficácia no desempenho do controlador, desde que a função de custo seja adequadamente formulada. O capítulo também descreve o funcionamento dos algoritmos escolhidos para compor esse estudo teórico. O próximo capítulo apresenta a metodologia aplicada na obtenção dos resultados teóricos simulação e como os algoritmos de meta-heurística foram aplicados, além dos materiais utilizados na confecção do protótipo e obtenção dos resultados experimentais.

5 Materiais e Métodos

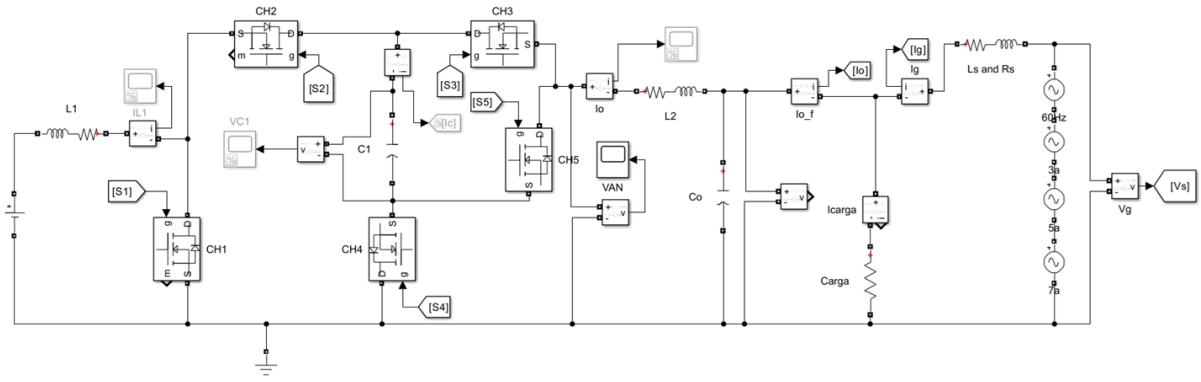
Além da revisão e reprodução dos resultados dos principais trabalhos sobre a topologia, este Capítulo apresenta a metodologia utilizada no estudo realizado para a otimização do controlador PI-MR através dos algoritmos de meta-heurística via simulação. O capítulo também aborda a metologia e os materiais utilizados na obtenção dos resultados experimentais a partir de um protótipo.

5.1 Metodologia para os Resultados de Simulação

Considerando a reprodução dos resultados dos trabalhos revisados, a carência de trabalhos dedicados ao controle do microinversor e a problemática apresentada em relação a conexão dos inversores em redes distorcidas, que possuem como uma das soluções a utilização de controladores do tipo PI-MR, essa seção detalha como a aplicação dos algoritmos de otimização são aplicados no *Matlab/Simulink* versão 2023a.

Os algoritmos GA e PSO são implementados a partir das funções da *Global Optimization Toolbox*, enquanto os algoritmos MPA e TLBO utilizam os algoritmos disponíveis em (FARAMARZI, 2026; HERIS, 2026), respectivamente, mas que também contam com funções do *Toolbox*. O modelo utilizado no treinamento dos algoritmos é elaborado no *Simulink*, como mostra a Figura 34.

Figura 34 – Circuito do microinversor elaborado no *Simulink*.



Fonte: O Autor.

O controlador escolhido para a otimização trata-se de um Proporcional Integral Multiressonante (PI-MR), com termos ressonantes em 60 Hz (fundamental), 180 Hz (3ª harmônica), 300 Hz (5ª harmônica) e 420 Hz (7ª harmônica). A Equação 27 exibe sua função de transferência.

$$G_{\text{PI-MR}} = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_{r1}s}{s^2+\omega_g^2} + \frac{K_{r3}s}{s^2+(3\omega_g)^2} + \frac{K_{r5}s}{s^2+(5\omega_g)^2} + \frac{K_{r7}s}{s^2+(7\omega_g)^2} \tag{27}$$

No estudo, o microinversor opera conectado a uma carga resistiva de 90 Ω e em uma rede elétrica distorcida, onde a corrente de saída de referência do microinversor é definida em 6 A de pico. Todos os parâmetros de simulação utilizados no treinamento dos algoritmos são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros de Simulação para o treinamento de cada algoritmo.

Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada (V_i)	80 V
Tensão da rede elétrica (V_g)	127 V
Potência de saída (P)	540 W
Amplitude da 3ª harmônica (V_{3g})	$V_g\sqrt{2} \cdot 4,8\%$
Amplitude da 5ª harmônica (V_{5g})	$V_g\sqrt{2} \cdot 4,5\%$
Amplitude da 7ª harmônica (V_{7g})	$V_g\sqrt{2} \cdot 4,5\%$
Distorção Harmônica Total da rede ($\mathrm{DHT_v}$)	8%
Indutor de entrada (L_1)	3 mH
Resistência interna de L_1 (R_{L1})	100 mΩ
Capacitor do barramento CC (C_1)	1000 μF
Indutor de filtro (L_2)	1,4 mH
Resistência interna de L_2 (R_{L2})	100 mΩ
Capacitor de filtro (C_2)	15 μF
Indutância da rede elétrica (L_g)	3 mH
Resistência da rede elétrica (R_{Lg})	100 mΩ
Resistência de carga (R_c)	90 Ω
Frequência de chaveamento (f_s)	10 kHz
Valor de pico da portadora do PWM (P_{PWM})	1000
Sinal de referência $V_{\text{ref-cc}}$ (d)	0,75

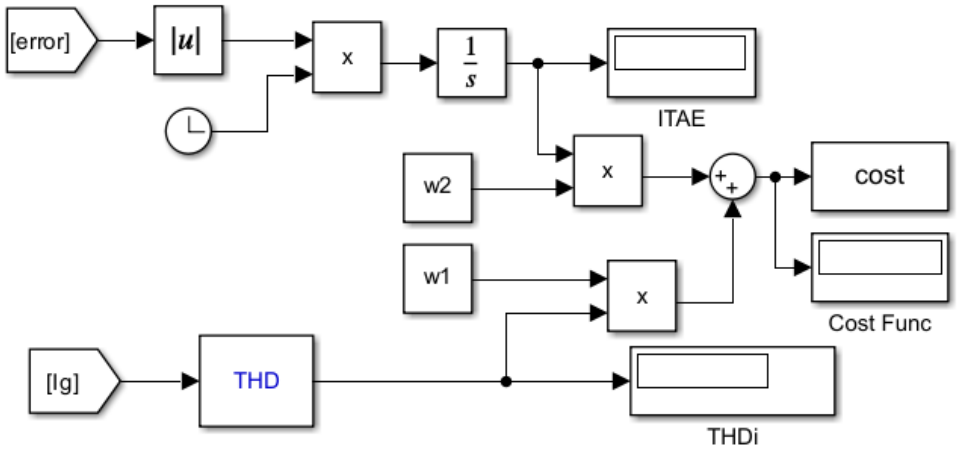
Fonte: O autor.

A função custo (C_f) do sistema é definida a partir da Equação 28, composta pela distorção harmônica total da corrente injetada na rede elétrica ($\mathrm{DHT_{ig}}$), obtida a partir do bloco THD do *Simulink* com uma taxa de amostragem de 50 μs e da Integral do Tempo Multiplicado pelo Erro Absoluto (*Integral of Time-weighted Absolute Error* - ITAE). Os valores w_1 e w_2 são pesos atribuídos a cada termo da função custo, definidos como 2 e 1, respectivamente. Os pesos são definidos com o objetivo de reduzir o valor da distorção harmônica, mas sem prejudicar a estabilidade do controlador. Além disso, $V_{\mathrm{ref-cc}}$ é mantido em 0,75 pois quanto maior é a razão cíclica de S_1 mais instável é o sistema.

$$C_f = w_1(\mathrm{DHT_{ig}}) + w_2 \int_0^{t_f} t|e(t)|\ dt \tag{28}$$

A Figura 35 exibe a forma com que os valores de C_f são obtidos através do *Simulink* e enviados para o *Workspace* do *Matlab*, onde os algoritmos são executados.

Figura 35 – Circuito do para aquisição da função C_f no *Simulink*.



Fonte: O Autor.

Todos os algoritmos possuem 30 indivíduos por geração e são executados por 50 gerações, totalizando 1500 simulações por algoritmo. A simulação possui tempo de passo máximo de 20 μs e é executada em modo contínuo por 0,25 segundos, tempo suficiente para atingir o regime permanente. O controlador inicial $C(s)$ de cada algoritmo e o intervalo de busca delimitado para cada ganho do controlador são apresentados na Tabela 4.

$$C(s) = 7,5 + \frac{300}{s} + \frac{500s}{s^2 + (2\pi 60)^2} \tag{29}$$

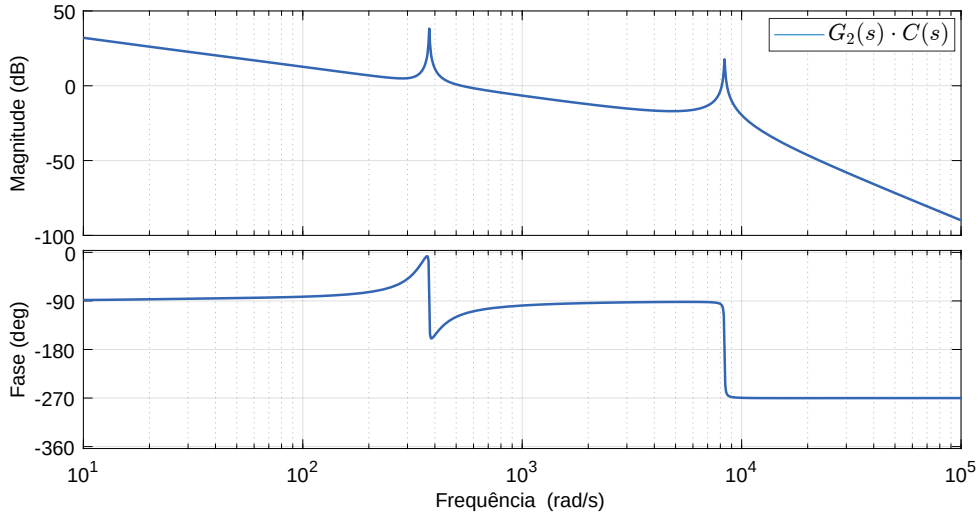
Tabela 4 – Controlador inicial e intervalo de busca para cada variável do controlador.

	K_P	K_I	K_{r1}	K_{r3}	K_{r5}	K_{r7}
Inicial	7,5	300	500	0	0	0
Min.	0,1	0,0001	0,1	0,1	0,1	0,1
Max.	30	1000	10000	7000	7000	7000

Fonte: O autor.

O controlador inicial é do tipo PI-R, justamente pela falta de uma metodologia eficaz de projeto para controladores do tipo MR. O controlador é projetado com base no trabalho de Jamatia, Gautam e Sensarma (2018), através do método de margem de ganho e fase e possui como objetivo principal estabilizar o sistema para que os algoritmos de otimização iniciem a partir de um controlador estável. A Figura 36 exibe o diagrama de Bode de $G_2(s) \cdot C(s)$.

Figura 36 – Diagrama de Bode de $G_2(s) \cdot C(s)$.



Fonte: O Autor.

Com todos os parâmetros apresentados nas Tabelas 3 e 4 e devido a natureza estocástica desses algoritmos, cada um deles é executado cinco vezes, tornando os resultados mais consistentes. A apresentação e discussão desses resultados estão na Seção 6.6.

5.2 Metodologia para os Resultados Experimentais

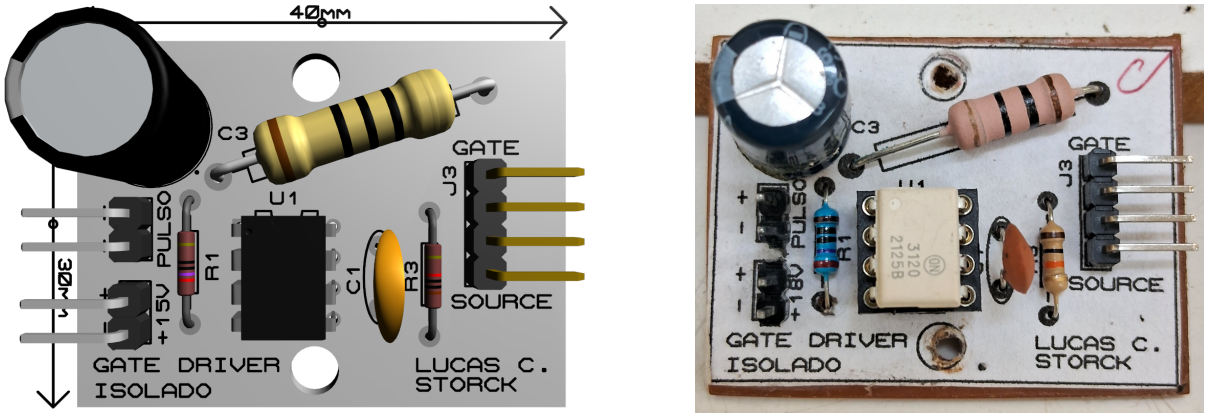
A partir do baixo número de resultados experimentais com protótipos que trabalham nos níveis de conexão com a rede elétrica, um protótipo é construído para validar todo o funcionamento do microinversor em malha aberta e em malha fechada funcionando no modo *stand-alone*. Essa seção apresenta a metodologia e os materiais utilizados na confecção desse protótipo.

5.2.1 *Gate-Driver*

Como nenhuma das cinco chaves do microinversor possuem o terminal *Source* em pontos comuns, torna-se obrigatório a utilização de *gate-drivers* isolados para as chaves S_2 à S_5. No entanto, mantendo o padrão do circuito, a chave S_1 também utilizou um circuito de acionamento isolado.

Para este circuito, opta-se pela utilização do CI HCPL-3120 da *Broadcom*. A PCI de *gate-driver* é projetada no *software* Proteus Isis, possuindo dimensões de 4x3 cm, uma *layer* e fabricada no Laboratório de PCIs do DEEL-UEL pelo método de tinta fotossensível e corrosão. A Figura 37 exibe a placa no *software* e a versão física. Os conectores de entrada e saída são do tipo barra de pinos, a placa recebe a tensão de alimentação e o sinal fornecido pela placa de acionamento das chaves. Já a conexão com a placa de potência é realizada de forma vertical.

Figura 37 – PCI de *gate-driver*: Versão digital e física.



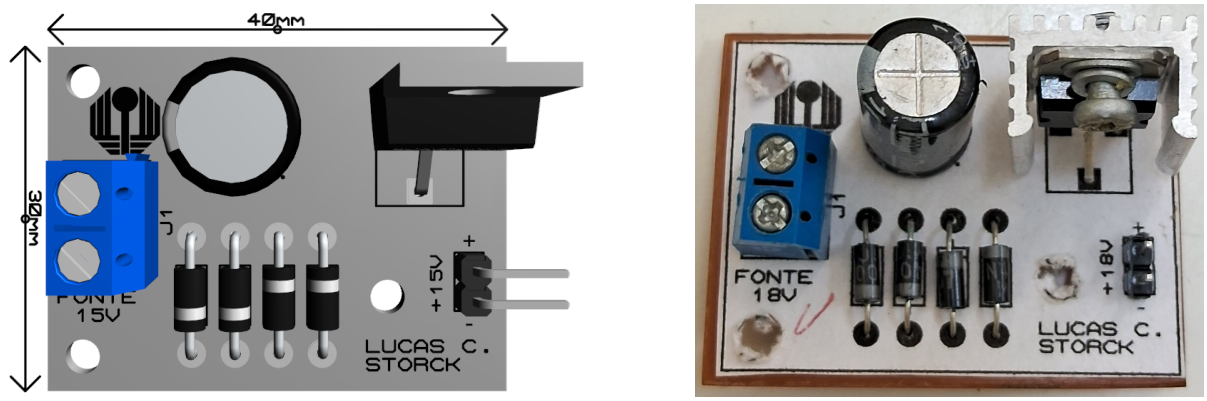
(a) PCI de *gate-driver* digital.

(b) PCI de *gate-driver* física.

Fonte: O autor.

Cada *gate-driver* é alimentado a partir de um transformador de 15 V com corrente de saída de 1 A seguido por um circuito retificador de onda completa e um regulador LM7815, também projetado no *software* Proteus Isis com dimensão de 4x3 cm e fabricada pelo mesmo método. Ao todo são utilizados cinco conjuntos, um para cada chave. A Figura 38 exibe a placa no *software* e a versão física.

Figura 38 – PCI de fonte para alimentação do *gate-driver*: Versão digital e física.



(a) PCI de alimentação para o *gate-driver* no *software* Proteus.

(b) PCI de alimentação para o *gate-driver* física.

Fonte: O autor.

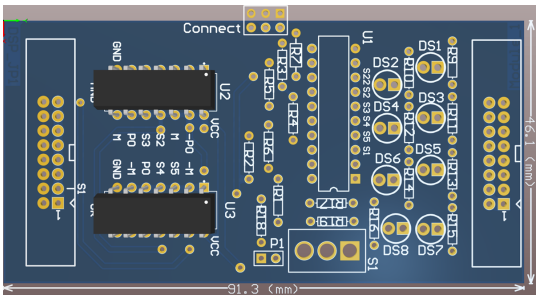
Informações adicionais de esquemático e roteamento das PCIs apresentadas nas Figuras 37 e 38 estão disponíveis no Apêndice A.

5.2.2 Placa Lógica para Acionamento das Chaves

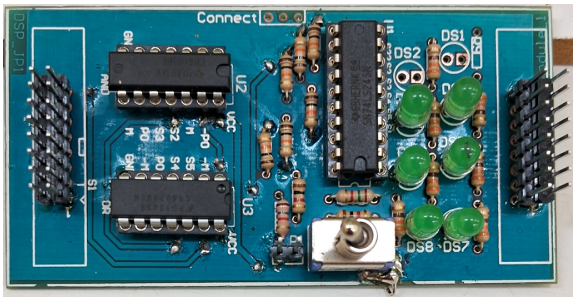
Para implementar o circuito lógico apresentados na Figura 26 utiliza-se uma PCI com os CIs CD4071, que possui quatro portas do tipo OR, CD4081, que possui 4 portas do tipo AND e o DM74LS245N que controla a saída dos pulsos a partir do sinal no pino

19 e também funciona como *buffer* para acionar o HCPL-3120. A placa recebe como entrada os sinais P_0, $\overline{P_0}$, M, $\overline{M}$ e S_1 e possui como saída o sinal de acionamento das cinco chaves do microinversor (S_1 à S_5), que alimenta cada PCI de *gate-driver*. A Figura 39 exibe a versão digital, projetada no *Altium Designer* em duas *layers*, e física, produzida pelo mesmo método das PCIs anteriores. No Apêndice B está disponível o esquemático completo da placa.

Figura 39 – PCI do circuito de lógica: Versão digital e física.



(a) PCI do circuito de lógica no *software* Altium Designer.



(b) PCI do circuito de lógica física.

Fonte: O autor.

5.2.3 Placa de Alimentação do Microinversor

O microinversor é alimentado por um variac e pelo circuito retificador em ponte completa exibido na Figura 40, com barramento capacitivo de 5000 μF com o objetivo de trabalhar com a menor ondulação possível na tensão de entrada. A placa também conta com um indutor de filtro de modo comum e capacitores do tipo X2 para filtragem de modo diferencial.

Figura 40 – Placa de alimentação para o microinversor.



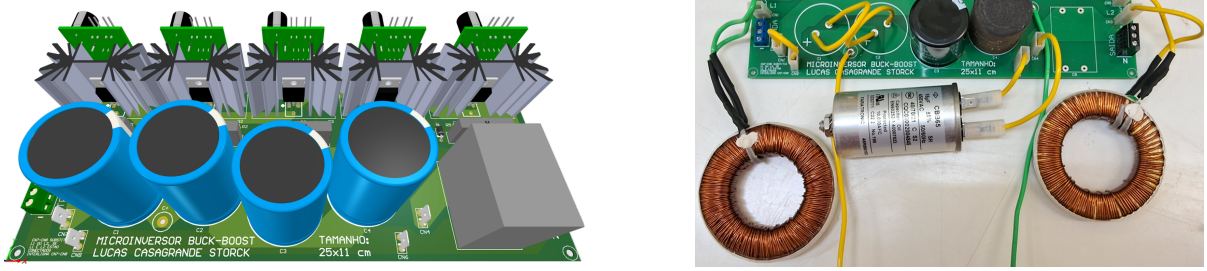
Fonte: O Autor.

5.2.4 PCI de Potência e Componentes

A PCI com o circuito do microinversor também é projetada no *software Altium Designer*. As principais previsões durante o projeto da PCI são citadas abaixo e a Figura 41 mostra a versão digital no *software* e o resultado obtido após a montagem.

- Utilização de duas *layers*, aproveitando o máximo de cobre possível e com o afastamento seguro entre as trilhas;
- Possibilidade de utilizar *snubber* do tipo Resistor-Capacitor-Diodo (RCD) nas cinco chaves;
- Possibilidade de associação de capacitores em paralelo e série, podendo combinar diversos modelos de capacitores para atingir a capacitância desejada;
- Conectores que permitem alterar entre as três topologias de microinversor, apresentadas na Seção 2.2.6, para implementações e trabalhos futuros.

Figura 41 – Placa de potência do microinversor: Versão digital e física.



(a) Placa projetada no *Altium Designer*.

(b) Placa física montada.

Fonte: O autor.

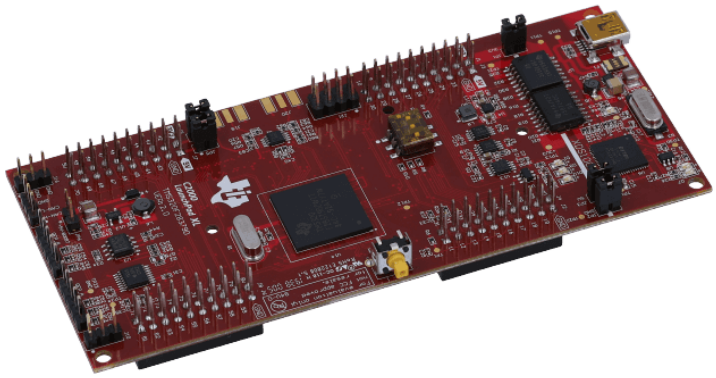
A placa mede 25x11 cm e tem origem da China, pela empresa JLCPCB. Todos os componentes de montagem vieram da loja *LCSC Electronics* da China, enquanto os indutores L_1 e L_2 ficaram sob responsabilidade da empresa Toroid do Brasil. Informações adicionais de roteamento da PCB são apresentadas no Apêndice C

5.2.5 Microcontrolador TMS320F28379D

Para o controle do microinversor é utilizado a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D exibida na Figura 42, que conta com um microcontrolador de tempo real da *Texas Instruments* (TI) de modelo TMS320F28379D com *clock* de até 200 MHz, 32 *bits*,

operação com ponto flutuante, Conversor Analógico-Digital (ADC) de até 16 *bits* e Conversor Digital Analógico (DAC) de 12 *bits*.

Figura 42 – Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*.



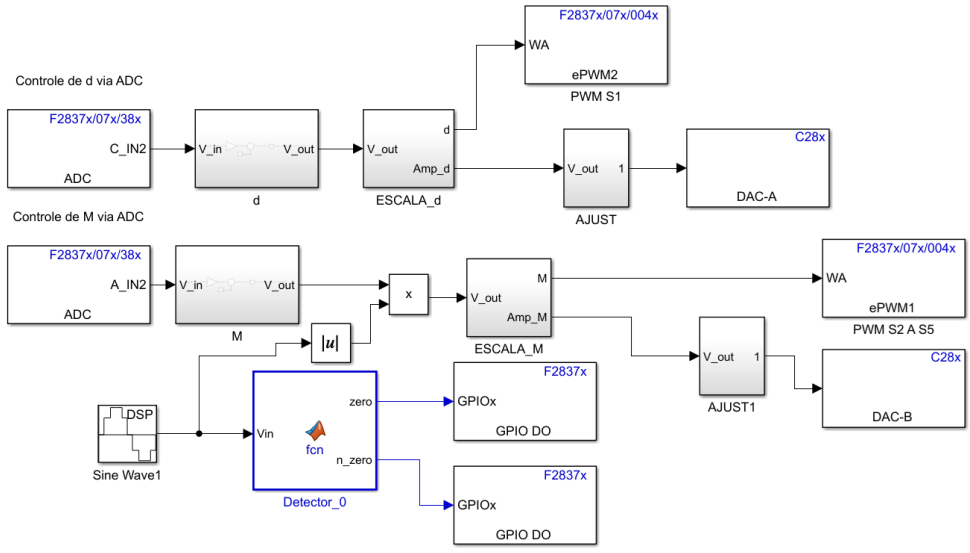
Fonte: Texas Instruments (2026).

A programação do microcontrolador é realizada no ambiente *Simulink* através da biblioteca *C2000 Microcontroller Blockset* do *Matlab*, capaz de projetar, implementar e simular aplicações para diversos modelos de microcontroladores da série C2000 da TI.

Para realização dos testes em malha aberta o circuito da Figura 43 é utilizado. A amplitude dos sinais d e M são controladas por dois potenciômetros conectados em dois ADCs. Uma onda senoidal é sintetizada para gerar o sinal M e a detecção de passagem por zero, que é enviada para duas GPIOs.

Para não atingir $d = 1$ e garantir que $M \leq d$, são realizadas proteções através dos blocos ESCALA_d e ESCALA_M. Esses blocos limitam a contagem do Timer Period, que possui 2778 contagens para $0,7 \cdot 2778$ para o bloco ePWM2 e $0,65 \cdot 2778$ para o bloco ePWM1. Logo a amplitude máxima de d é 0,7 e de M é 0,65.

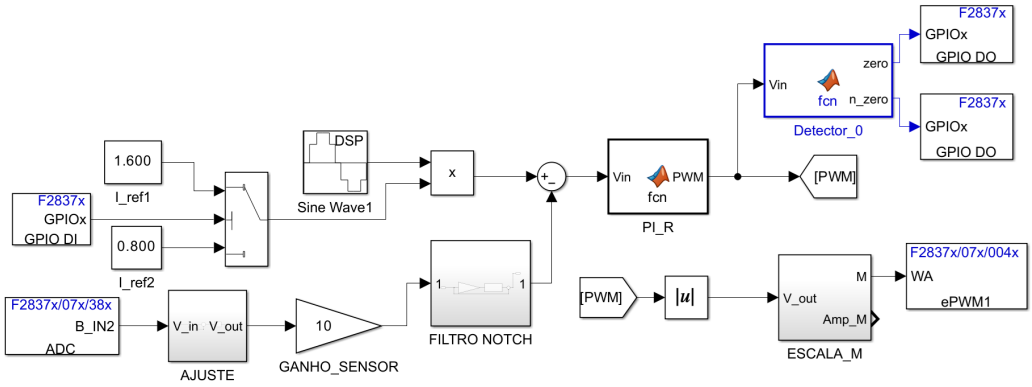
Figura 43 – Circuito do *Simulink* utilizado para geração do código em malha aberta.



Fonte: O autor.

Já para a operação em malha fechada é realizada pelo circuito da Figura 44. A corrente em L_2 é monitorada por um sensor de corrente com escala de 1:10, logo, o código possui um ganho de 10 para trabalhar com os valores reais. Além disso, um filtro Notch é aplicado ao sinal amostrado, garantindo que apenas o sinal com a frequência de 60 Hz seja enviado ao controlador.

Figura 44 – Circuito do *Simulink* utilizado para geração do código em malha fechada.



Fonte: O autor.

A transição do controlador contínuo em s para o domínio digital em z é realizada via discretização por aproximação de Tustin, conhecida também como método bilinear. A transformação substitui a variável complexa s por

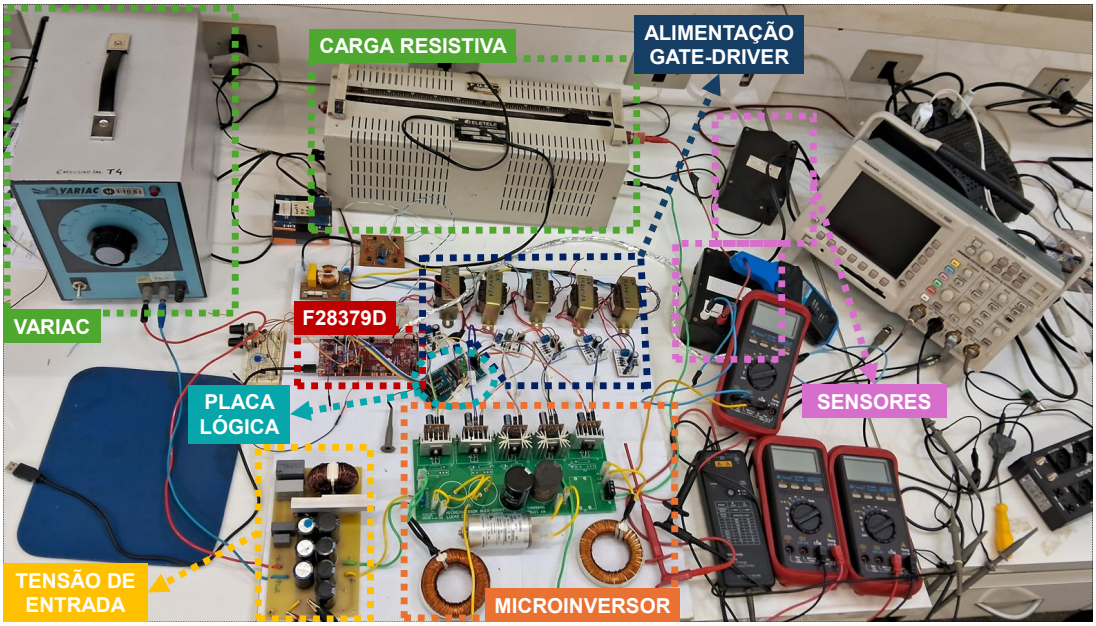
$$s = \frac{2}{T_s}\frac{z-1}{z+1} \tag{30}$$

onde T_s trata-se do período de amostragem do sistema, que é igual a frequência de chaveamento do microinversor, definida em 18 kHz para os resultados experimentais.

5.2.6 Bancada Experimental

A bancada experimental para a obtenção dos resultados experimentais é exibida na Figura 45.

Figura 45 – Bancada experimental utilizada nos resultados experimentais.



Fonte: O autor.

5.3 Conclusão do Capítulo

Este capítulo mostra a metodologia aplicada nos resultados de simulação e como o estudo de otimização do controlador PI-MR é realizado. Também apresenta a metodologia adotada e os materiais utilizados na obtenção dos resultados experimentais, desde os circuitos desenvolvidos até os circuitos utilizados no *Simulink* para a geração de código no microcontrolador.

Com a necessidade da utilização de cinco circuitos de *gate-driver* isolados, a utilização de cinco transformadores de baixa frequência e um regulador linear torna o protótipo maior, no entanto reduz a quantidade de ruído no circuito, quando comparado a utilização de alimentação através de circuitos chaveados em alta frequência. Em relação ao circuito de lógica, embora sua implementação pudesse ser realizada de forma digital utilizando recursos avançados da *Toolbox C2000* do *Matlab*, opta-se pela utilização de portas lógicas discretas. Essa abordagem permite a depuração e verificação individual de todos os sinais intermediários via osciloscópio, enquanto que a implementação digital disponibiliza apenas o resultado final da combinação. Já a utilização da *Toolbox* para a programação do microcontrolador viabiliza a geração rápida e eficiente do *firmware*, reduzindo o tempo de desenvolvimento associado à codificação manual em C/C++ e agilizando a etapa de validação experimental. Esse capítulo busca não apenas validar como os resultados são obtidos, mas também apresentar um material técnico transparente, de modo a facilitar a reprodutibilidade e implementação de sistemas análogos. O próximo capítulo apresenta e discute todos os resultados obtidos neste trabalho.

6 Resultados e Discussões

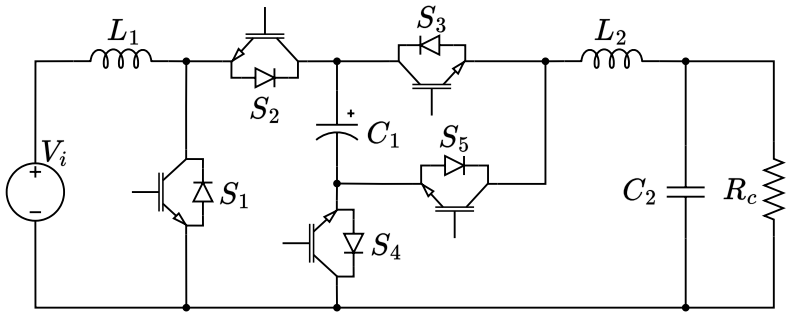
A fim de validar o funcionamento da topologia escolhida, são apresentados resultados de simulação através do *software Matlab/Simulink* versão 2023a. A simulação é realizada no tempo discreto utilizando o *solver* ode45 com tempo de passo de 0,5 μs. Inicialmente, o circuito simulado está em malha aberta e utiliza uma carga resistiva, uma carga resistiva-indutiva (RL) e uma carga não linear, composta por um retificador de onda completa, capacitor de filtro e um resistor de carga. O principal objetivo das simulações é verificar o funcionamento do microinversor, suas principais formas de onda e validar as equações que definem seu ganho estático. Na sequência valida-se, ainda através de simulação, um controlador em malha fechada do lado CA, para conectar o microinversor à rede elétrica ideal, com o objetivo de verificar a injeção de potência, enquanto o lado CC é mantido em malha aberta.

Após a obtenção dos resultados de simulação, um protótipo do microinversor é construído com o objetivo de validar todos os resultados obtidos em malha aberta e com um controlador em malha fechada do tipo PI-R, funcionando no modo *stand-alone* com uma carga resistiva na saída. Por fim, são apresentados os resultados de simulação obtidos a partir do estudo de otimização de um controlador PI-MR utilizando algoritmos de meta-heurística para avaliar a corrente injetada em uma rede elétrica com harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem.

6.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta

O circuito simulado em malha aberta é exibido na Figura 46 e os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 5. O valor de 80 V escolhido para a tensão de entrada considera a tensão média resultante da associação de dois módulos fotovoltaicos em série. Além disso, esse valor é próximo do valor mínimo necessário para atingir a tensão necessária de conexão com a rede, sem que o valor de d seja muito alto e cause instabilidade no conversor. As razões cíclicas d e M são ajustadas através das Equações 6 e 13 para obter uma tensão senoidal de 127 V eficaz em uma carga resistiva de 90 Ω, totalizando 180 W de potência. Os componentes passivos e os MOSFETs utilizados na simulação são ideais e a frequência de chaveamento é de 10 kHz, frequência tipicamente utilizada pelas topologias revisadas.

Figura 46 – Circuito do microinversor simulado em malha aberta.



Fonte: O Autor.

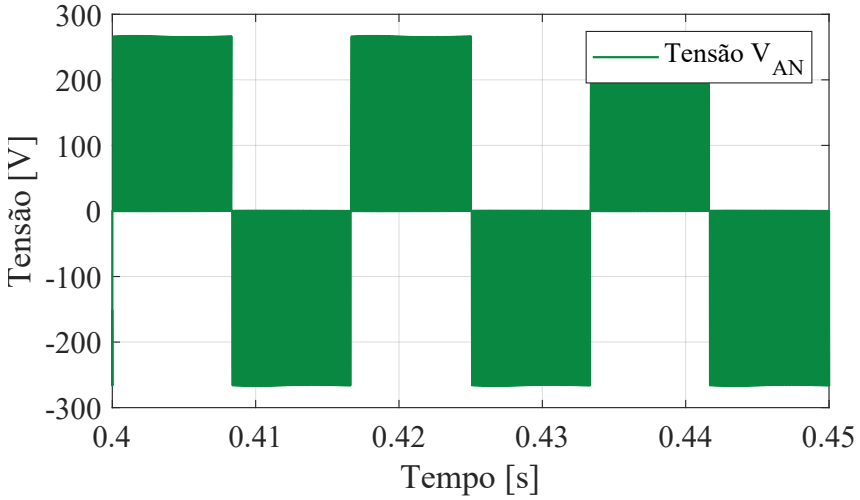
Tabela 5 – Parâmetros utilizados na simulação em malha aberta.

Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada (V_i)	80 V
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V
Potência de saída (P)	180 W
Indutor de entrada (L_1)	3 mH
Capacitor do barramento CC (C_1)	1000 μF
Indutor de filtro (L_2)	1,4 mH
Capacitor de filtro (C_2)	15 μF
Sinal de referência $V_{\text{ref-cc}}$	0,7
Sinal de referência V_{ref}	0,67
Frequência de chaveamento (f_s)	10 kHz
Resistência de carga (R_c)	90 Ω

Fonte: O autor.

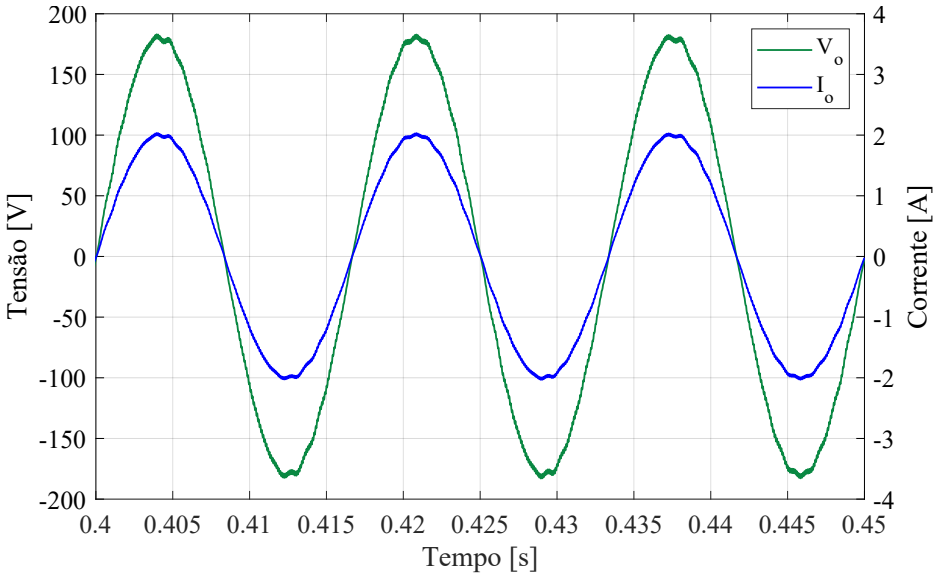
A Figura 47 mostra a forma de onda da tensão de saída do microinversor antes do filtro LC, onde é possível observar que a tensão gerada na saída possui 3 níveis, modulada por SPWM no formato unipolar. Já a Figura 48 exibe a forma de onda da tensão (V_o) e da corrente (I_o) na carga após o filtro LC, onde a tensão eficaz é 127 V, respeitando a equação que define o ganho estático do microinversor. Além disso, a DHT da tensão em relação a fundamental de 60 Hz não ultrapassa o valor de 1,3%, sendo um valor satisfatório para essas condições de funcionamento.

Figura 47 – Tensão de saída do microinversor antes do filtro LC obtidas via simulação.



Fonte: O Autor.

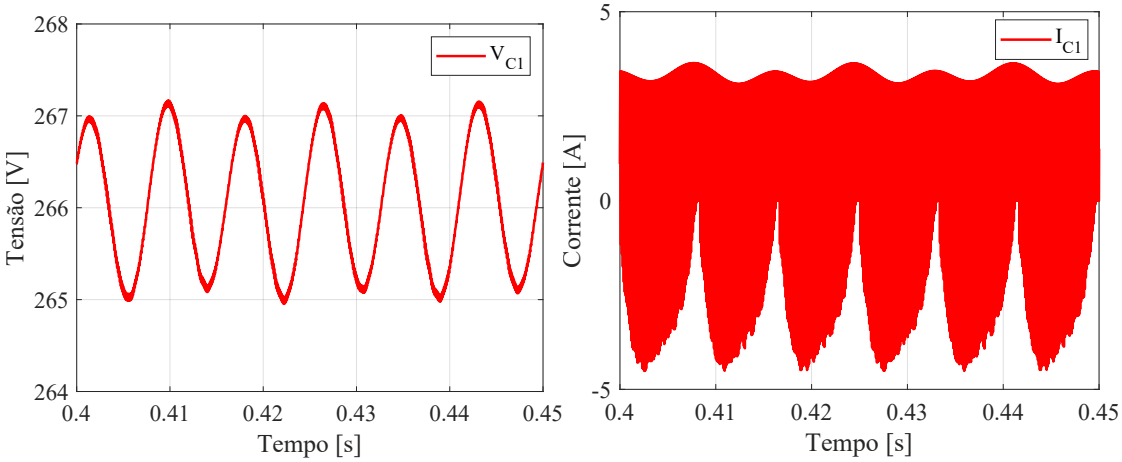
Figura 48 – Tensão e corrente de saída do microinversor após o filtro LC obtidas via simulação.



Fonte: O Autor.

A Figura 49a exibe a forma de onda de tensão no capacitor C_1. Nota-se que para a carga resistiva de 90 Ω a tensão média no capacitor é de 266 V, tendo a presença de uma ondulação de 120 Hz, caracterizada pelo desacoplamento de potência. Nota-se que a ondulação de tensão fica em torno de 4 V_{pp}, ou seja, aproximadamente $1,5\%$ do valor médio. Já na Figura 49b é possível observar a corrente no capacitor, onde valores positivos de corrente indicam o acumulo de energia no capacitor, enquanto valores negativos indicam o fornecimento de energia. Nota-se que os picos de carga ficam em torno de 3,6 A e os picos de descarga ficam em torno de 4,5 A, com uma corrente eficaz de 1,78 A.

Figura 49 – Tensão e corrente no capacitor C_1 obtidas via simulação.

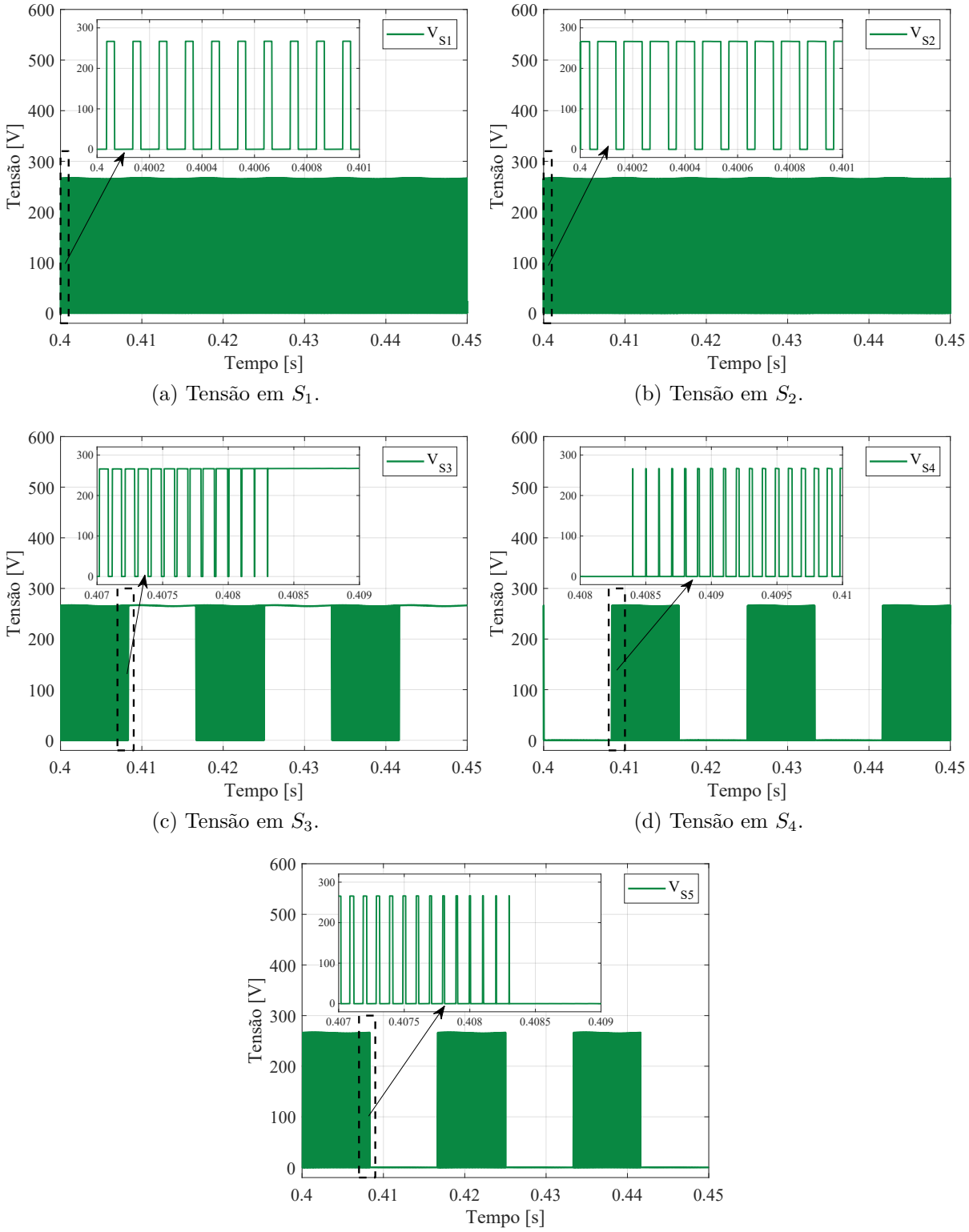


(a) Tensão em C_1. (b) Corrente em C_1.

Fonte: O Autor.

A Figura 50 apresenta a forma de onda de tensão sobre cada um dos MOSFETs do microinversor. Onde nota-se que a tensão nos transistores S_1 e S_2, exibidas respectivamente nas Figuras 50a e 50b, trabalham em alta frequência durante todo o período da tensão da rede, enquanto os transistores S_3, S_4 e S_5 (Figuras 50c, 50d e 50e, respectivamente) trabalham em alta frequência apenas durante um semiciclo da rede elétrica.

Figura 50 – Tensão sobre os MOSFETs durante a operação do inversor obtida via simulação.



(a) Tensão em S_1.

(b) Tensão em S_2.

(c) Tensão em S_3.

(d) Tensão em S_4.

(e) Tensão em S_5.

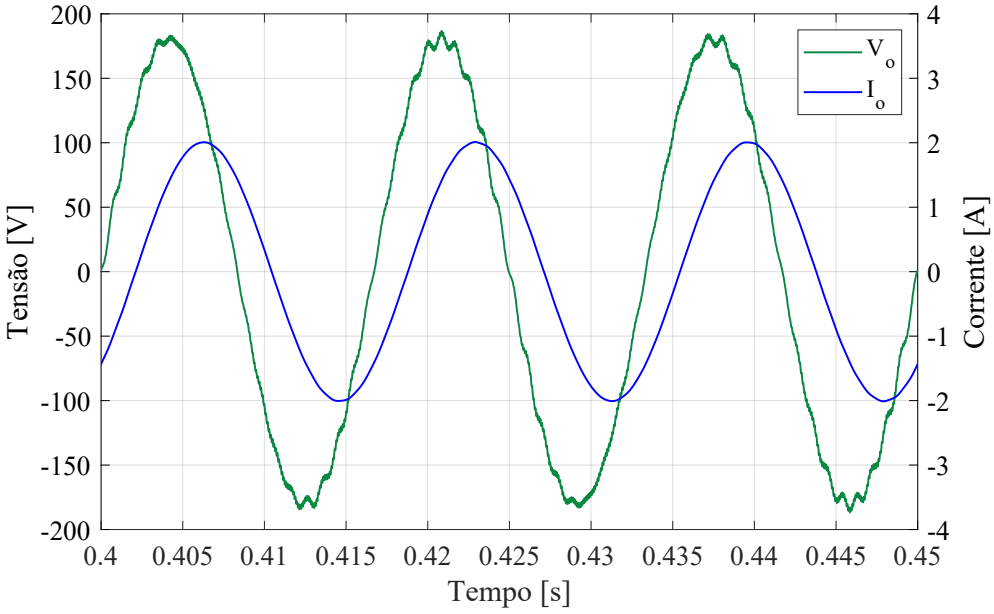
Fonte: O autor.

Na simulação é possível observar que a tensão máxima sobre todas as chaves fica em torno do valor médio de tensão em C_1 e que o valor de tensão do capacitor está próximo

do valor mínimo exigido pela Equação 13. É importante destacar que quanto maior é o ganho de tensão da etapa que eleva a tensão de entrada, maiores serão as perdas por chaveamento, tendo em vista que as chaves trabalharão sob um nível de tensão mais elevado, resultando na diminuição do rendimento do microinversor. Logo, a eficiência do microinversor é maior quando se trabalha com a menor razão cíclica possível em d e a maior em M, desde que a relação $d > M$ seja respeitada.

A Figura 51 exibe as formas de onda de tensão e corrente ao utilizar uma carga do tipo RL, onde R = 63 Ω, L = 170 mH, gerando uma impedância de Z = 90 Ω e potência aparente de aproximadamente 180 VA com fator de potência de 0,7. A DHT da tensão é de 2,49%.

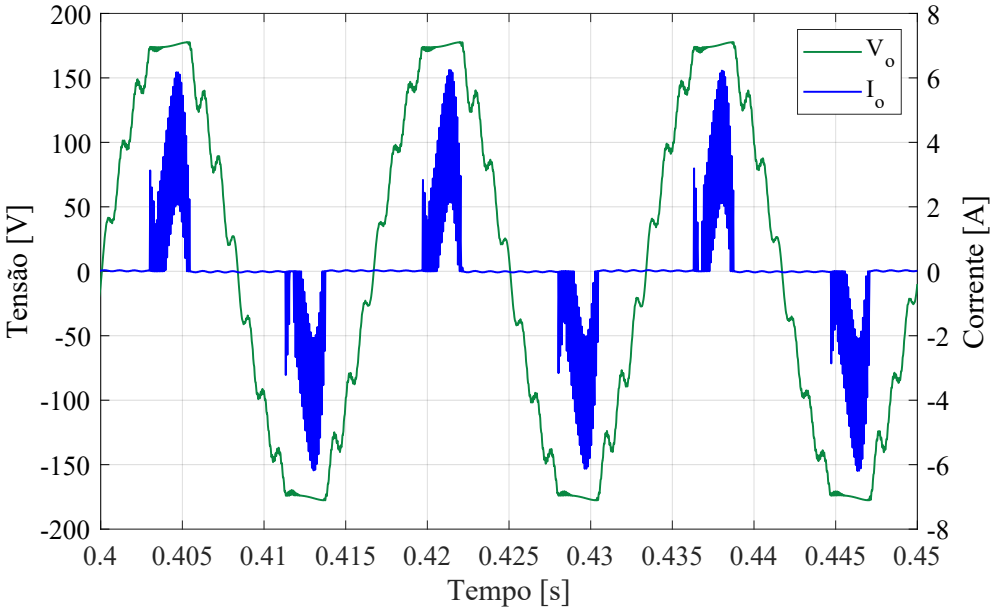
Figura 51 – Tensão e corrente de saída do microinversor com carga RL obtida via simulação.



Fonte: O Autor.

Já a Figura 52 exibe as formas de onda de tensão e corrente para uma carga não linear, composta por um retificador de onda completa, capacitor de filtro de 1000 μF e um resistor de 285 Ω, resultando em uma potência aparente próxima de 180 VA. A partir da simulação a DHT da tensão obtida é de 6,89%.

Figura 52 – Tensão e corrente de saída do microinversor com carga não linear obtida via simulação.



Fonte: O Autor.

Os resultados de simulação obtidos em malha aberta permitem analisar o comportamento completo do microinversor a partir da análise detalhada das formas de onda de tensão e corrente mais importantes no ambiente de simulação. A partir desses resultados, é possível concluir que o microinversor respeita as principais equações de ganho definidas, além de possuir bom comportamento em cargas com diferentes fator de potência e operar com carga não linear. A próxima seção apresenta resultados de simulação em malha fechada, com o objetivo de controlar a corrente de saída e a injeção de potência ativa em uma rede elétrica ideal.

Durante os ensaios em malha aberta, a eficiência do protótipo é calculada com uma carga resistiva na saída, com potência de saída de 180 W, 250 W e 300 W. Esses resultados são exibidos na Tabela 6.

Tabela 6 – Eficiência do protótipo experimental em malha aberta.

Potência	**180 W**		**250 W**		**300 W**	
Parâmetro	**Entrada**	**Saída**	**Entrada**	**Saída**	**Entrada**	**Saída**
Tensão [V]	89,2	128,05	90,8	128,11	91,7	128,88
Corrente [A]	2,372	1,430	3,036	1,965	3,802	2,436
Potência [W]	211,58	182,98	284,74	251,73	348,64	313,95
Eficiência [%]	**86,48%**		**88,42%**		**90,05%**	

Fonte: O autor.

Conforme apresentado na Tabela 6, o protótipo obteve uma eficiência média de 88,31%

na faixa de operação avaliada. Observa-se que o rendimento eleva-se com a potência de saída, uma vez que as perdas fixas do conversor tornam-se proporcionalmente menores em relação à potência total processada.

6.2 Resultados Experimentais em Malha Aberta

Essa seção apresenta os resultados obtidos pelo protótipo em malha aberta. Esses resultados são importantes para validar a técnica de modulação, as placas de potência, lógica e *gate-drivers* projetadas, além da implementação do código no microcontrolador TMS320F28379D, responsável por gerar o PWM e o tempo morto entre as chaves. Com isso, o ganho estático e as principais formas de onda do microinversor podem ser verificadas experimentalmente. Para estes resultados, a frequência de chaveamento foi elevada para 18 kHz, reduzindo o ruído audível do protótipo. A Tabela 7 mostra todos os parâmetros utilizados.

Tabela 7 – Parâmetros utilizados no protótipo experimental em malha aberta.

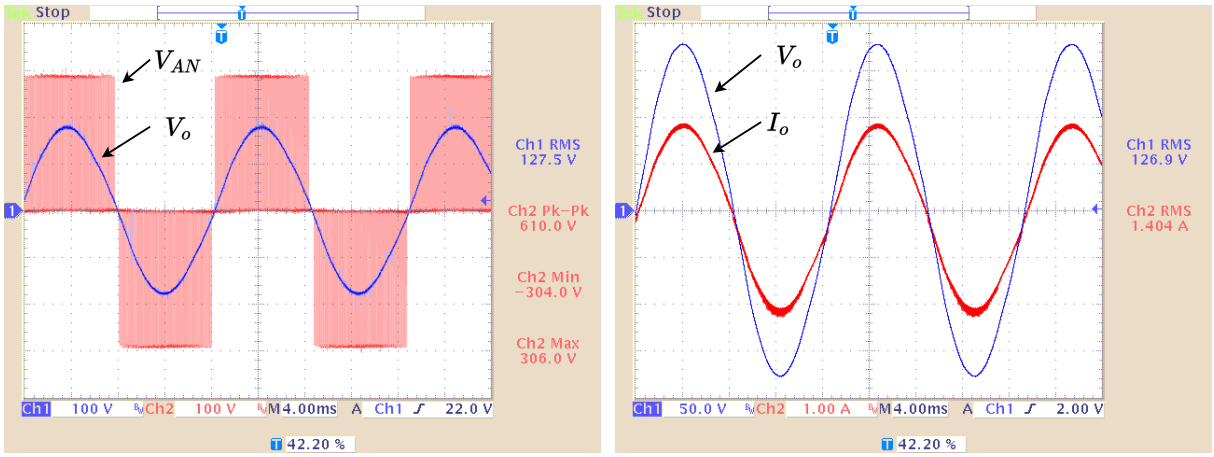
Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada (V_i)	87,5 V
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V
Potência de saída (P)	180 W
Indutor de entrada (L_1)	3 mH
Capacitor do barramento CC (C_1)	940 μF
Indutor de filtro (L_2)	1,4 mH
Capacitor de filtro (C_2)	15 μF
Sinal de referência $V_{\text{ref-cc}}$	0,7
Sinal de referência V_{ref}	0,65
Frequência de chaveamento (f_s)	18 kHz
Resistência de carga (R_c)	90 Ω

Fonte: O autor.

A Figura 53a mostra a tensão V_{AN}, obtida antes do filtro LC, e a tensão V_o, obtida após o filtro LC enquanto o microinversor opera em malha aberta com uma carga resistiva de 90 Ω. É possível observar que a tensão V_{AN} possui modulação unipolar e tensão máxima e mínima de aproximadamente 290 V, enquanto a tensão V_o é de 127 V eficaz.

Já a Figura 53b exibe a tensão de saída e a corrente na carga. É possível observar que tanto a tensão quanto a corrente possuem baixo nível de distorção harmônica, apesar do pequeno ruído presente no sinal de corrente.

Figura 53 – Tensão e corrente de saída experimental em malha aberta com carga resistiva.



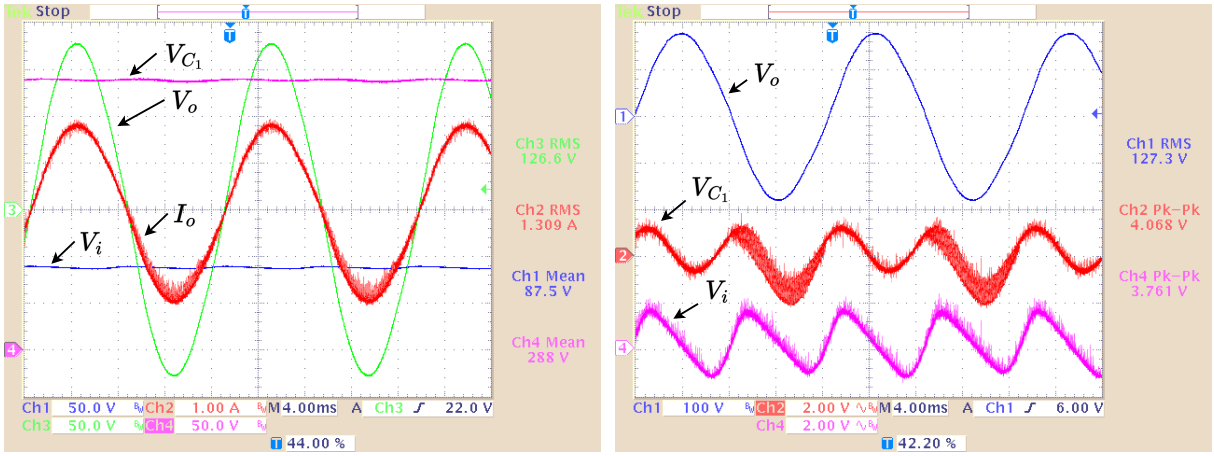
(a) Tensão V_o e V_{AN}.

(b) Tensão de saída V_o e corrente de saída I_o.

Fonte: O Autor.

Na Figura 54a é possível observar a tensão de entrada V_i, a tensão do capacitor C_1, a tensão V_o e a corrente I_o. Nota-se que as formas de onda de saída respeitam as relações de ganho definidas no Capítulo 3, exceto pelas quedas de tensões não consideradas no modelo ideal. A Figura 54b exibe a ondulação de tensão de entrada e do capacitor C_1, onde é possível observar que a ondulação dessas tensões ficam próximas de 4 V pico a pico para uma potência de aproximadamente 180 W.

Figura 54 – Tensão de entrada, barramento CC e ondulação de tensão obtidos experimentalmente.



(a) Tensões de entrada (V_i), capacitor C_1 (V_{C_1}), saída (V_o) e corrente de saída (I_o).

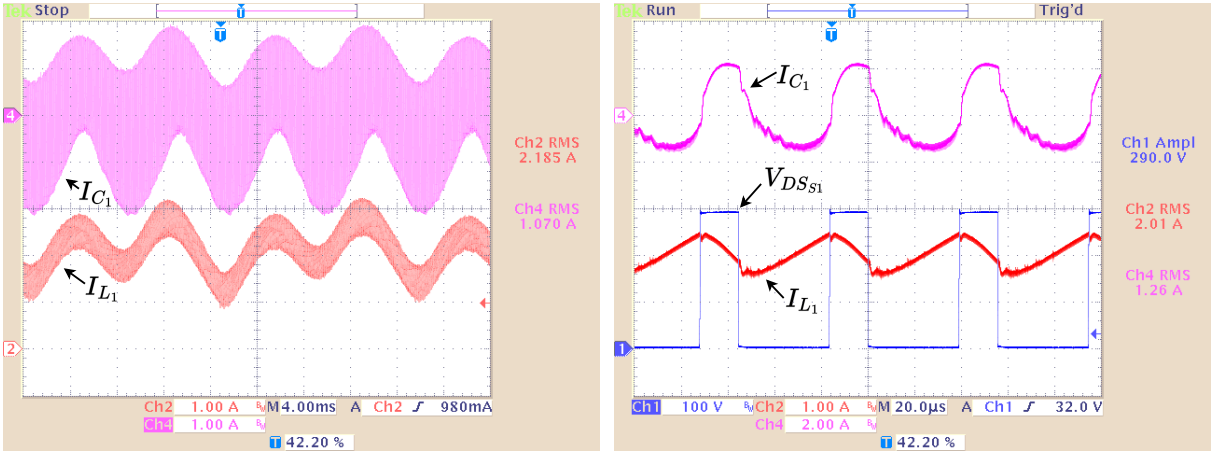
(b) Tensão de saída (V_o) e ondulação das tensões V_i e V_{C_1}.

Fonte: O Autor.

A Figura 55a apresenta a corrente no capacitor C_1 e a corrente de entrada do microinversor (I_{L_1}) em uma perspectiva macroscópica, permitindo observar a periodicidade dos sinais e as suas formas de onda. Já a Figura 55b apresenta as mesmas formas de onda e a

tensão V_{DS} em S_1, mas agora em uma perspectiva microscópica. Sendo possível observar a dinâmica desses sinais em detalhes.

Figura 55 – Visão macroscópica e microscópica das correntes I_{C_1} e I_{L_1} obtidas experimentalmente.



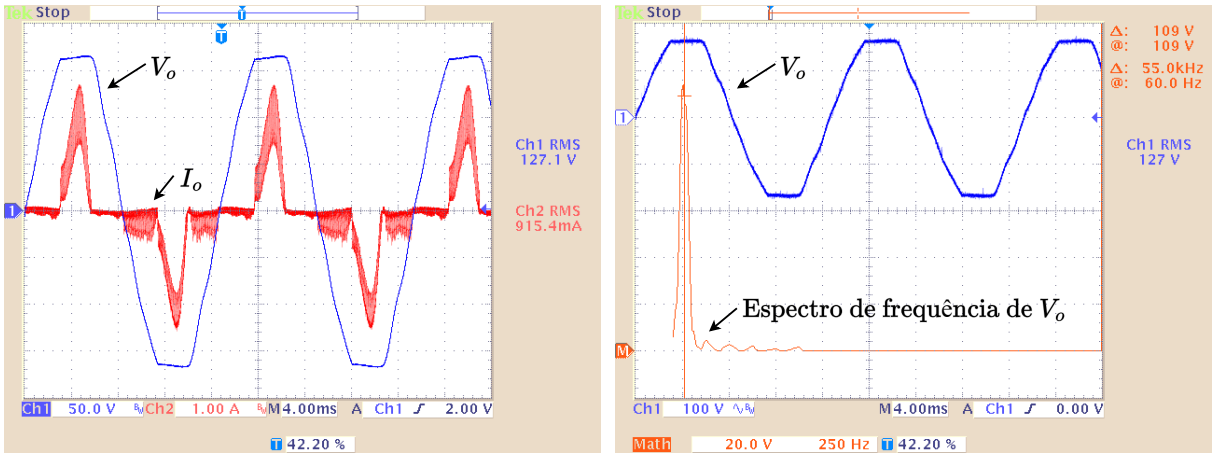
(a) Visão macroscópica das correntes em C_1 e L_1. (b) Visão microscópica das correntes em C_1 e L_1.

Fonte: O Autor.

A Figura 56a apresenta as formas de onda de tensão e corrente de saída com uma carga não linear. A carga não linear é composta por um retificador de onda completa, capacitância de 940 μF em paralelo com uma lâmpada incandescente de 100 W de potência e resistência de 34 Ω. Na imagem é possível observar a distorção que a carga não linear causa na tensão V_o e o formato distorcido da corrente da carga, se aproximando bastante do resultado obtido via simulação.

Já a Figura 56b mostra que a amplitude da componente fundamental de V_o é de 109 V, enquanto as harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem apresentam amplitudes de 5,04 V, 2,88 V, 2,02 V, 1,04 V e 1,64 V, respectivamente. Dessa forma, a DHT da tensão resulta em um valor de 5,86%, que ainda se mantém dentro do limite de 10% definido pelo Módulo 8 do PRODIST.

Figura 56 – Formas de onda de saída com carga não linear obtidas experimentalmente.



(a) Tensão e corrente de saída. (b) Tensão de saída e seu espectro de frequência.

Fonte: O Autor.

Os resultados experimentais validam o modelo teórico e as simulações apresentadas na Seção 6.1, confirmando a viabilidade da topologia em malha aberta.

Cabe destacar uma modificação necessária na etapa de potência, na qual o protótipo é inicialmente construído utilizando-se MOSFETs da fabricante *ST Microelectronics* de modelo STP26NM60N, gerando um alto nível de ruído, causado pela natureza desse tipo de transistor. Esses componentes são substituídos por IGBTs de modelo FGH60N60 da *ON Semiconductor*, proporcionando uma redução significativa nas interferências geradas pelo chaveamento do circuito. Além da diferença construtiva desses dois tipos de transistores, essa melhoria é atribuída principalmente ao diodo anti-paralelo integrado no IGBT, cujo tempo de recuperação reversa (t_{rr}) é de 30 ns, valor muito inferior ao MOSFET utilizado inicialmente, que possuía $t_{rr} = 450$ ns. Destaca-se ainda que embora o microinversor contemple espaço para circuito *snubber* nas chaves, sua implementação tornou-se dispensável após a modificação do tipo de transistor utilizado.

Sendo assim, estes resultados validam todo o conjunto experimental montado e se mostra apta a integrar um controlador em malha fechada. A próxima seção apresenta os resultados de simulação em malha fechada, com o microinversor operando no modo *stand-alone*, seguido pela Seção 6.4, que apresenta os resultados experimentais desse modo de operação.

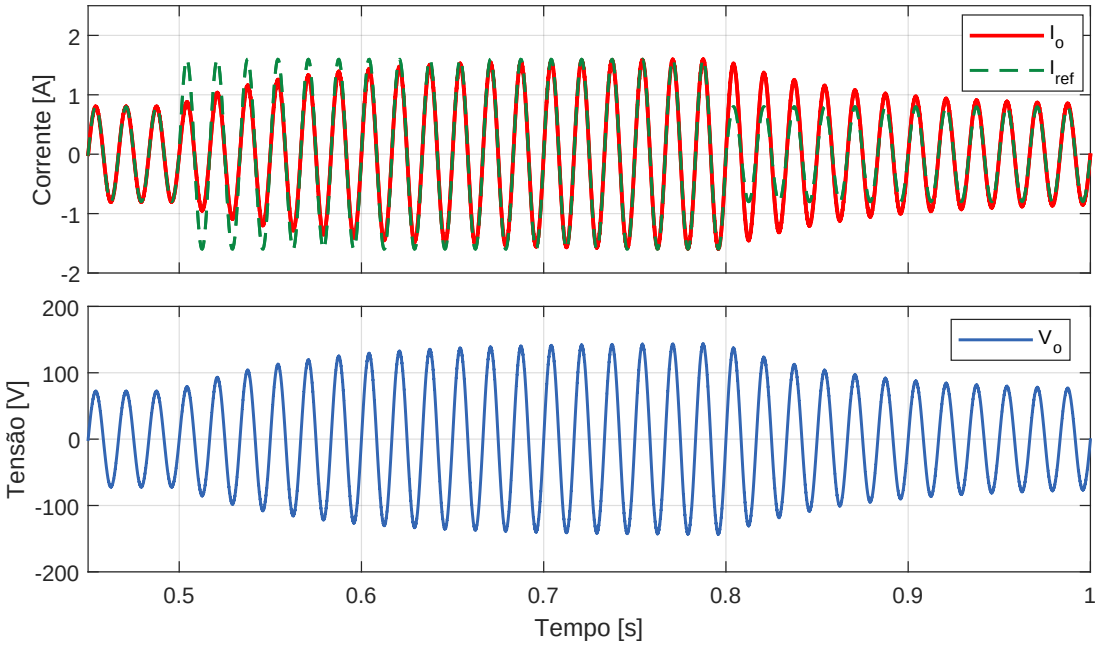
6.3 Resultados de Simulação no modo *Stand-alone*

Os resultados obtidos no modo *stand-alone* utilizam os mesmos parâmetros de simulação apresentados na Seção 6.1, porém o microinversor está conectado à uma carga resistiva de 90 Ω e opera em malha fechada como uma fonte de corrente. O controlador utilizado é

do tipo PI-R com ganhos $K_P = 9{,}5$, $K_I = 636$ e $K_{r1} = 5622{,}3$, que são os mesmos valores utilizados para os resultados experimentais.

A Figura 57 exibe as formas de onda de tensão e corrente na carga quando a corrente de referência varia de 0,8 A de pico para 1,6 A de pico no tempo de 0,5 s e retorna para 0,8 A de pico em 0,8 s de simulação. Sendo possível observar que bastam poucos ciclos da tensão de saída para que a corrente volte a atingir o valor de referência.

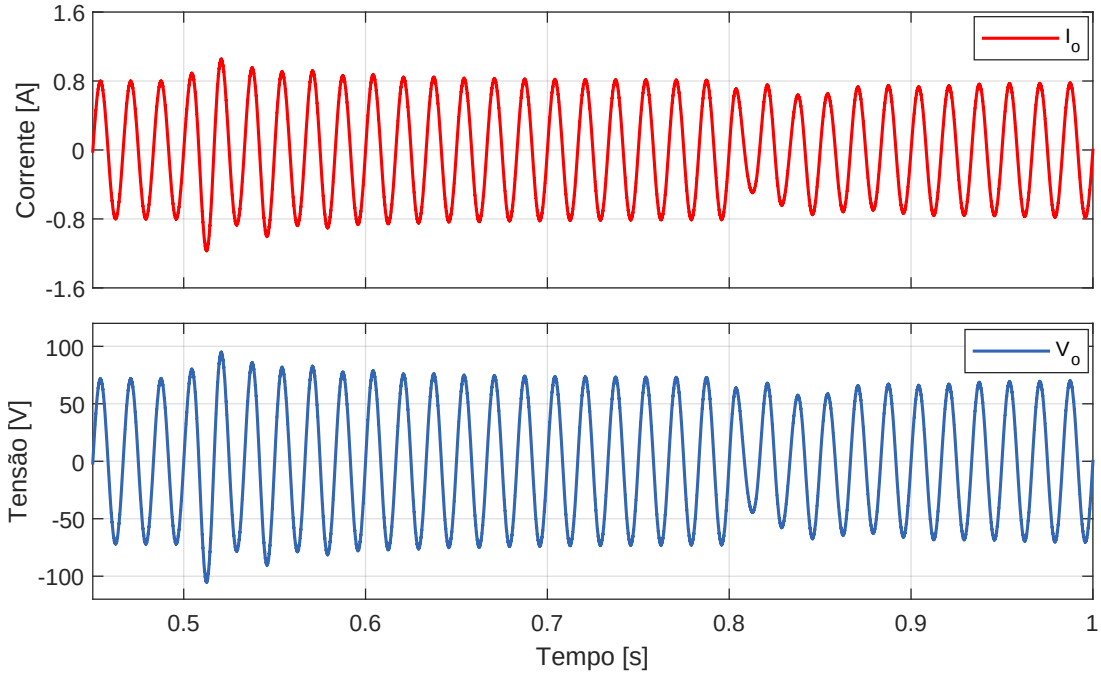
Figura 57 – Tensão e corrente na carga durante variação de I_{ref} obtidas via simulação.



Fonte: O Autor.

Já a Figura 58 exibe a tensão e a corrente de saída do microinversor, fixa em 0,8 A de pico, quando a razão cíclica d aumenta de 0,6 para 0,7 em 0,5 s de simulação e quando é reduzida de 0,7 para 0,6 em 0,8 s de simulação. Em ambas as variações é possível observar um pequeno período transitório, até que o índice de modulação se ajuste de acordo com a referência.

Figura 58 – Tensão e corrente na carga durante variação de d obtidas via simulação.



Fonte: O Autor.

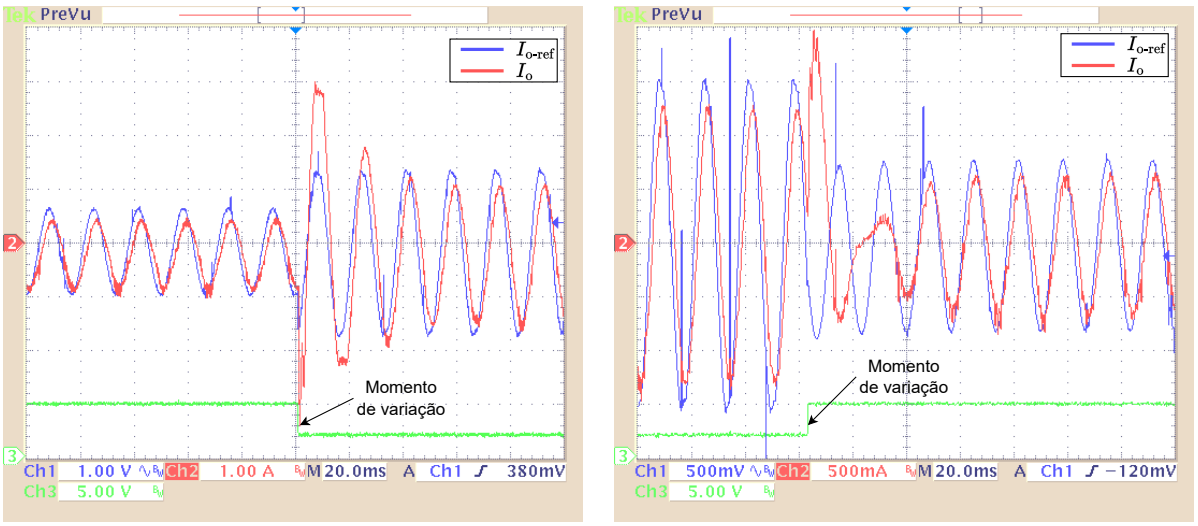
6.4 Resultados Experimentais em Malha Fechada

Os resultados em malha fechada são obtidos com o microinversor operando no modo *stand-alone* conectado à uma carga resistiva de 90 Ω, onde o controlador utilizado é do tipo PI-R e os ganhos são obtidos pelos algoritmos de otimização utilizados no estudo teórico, sendo $K_P = 9,5$, $K_I = 636$ e $K_{r1} = 5622,3$. Para validação do controle, são realizados testes de variação de corrente de referência ($I_{\text{o-ref}}$) e mudanças na razão cíclica d, que altera a tensão em V_{C1} e exige que o controlador corrija o índice de modulação para manter a corrente de saída.

A Figura 59 exibe o comportamento da corrente de saída do microinversor quando há variação do valor da corrente de referência do controlador. A Figura 59a mostra o comportamento da corrente de saída quando o valor de $I_{\text{o-ref}}$ de 0,8 A de pico para 1,6 A de pico, enquanto a Figura 59b mostra o comportamento quando ocorre a redução de 1,6 A de pico para 0,8 A de pico.

É possível observar que o sistema consegue acompanhar a corrente de referência. Durante o aumento de I_o há a presença de sobressinal, onde o mesmo comportamento também é observado durante a redução, porém com amplitude reduzida. O tempo de acomodação do sistema é de 2 a 3 ciclos (30 ms a 50 ms), aproximadamente.

Figura 59 – Resultados experimentais da variação da corrente de referência do controlador.

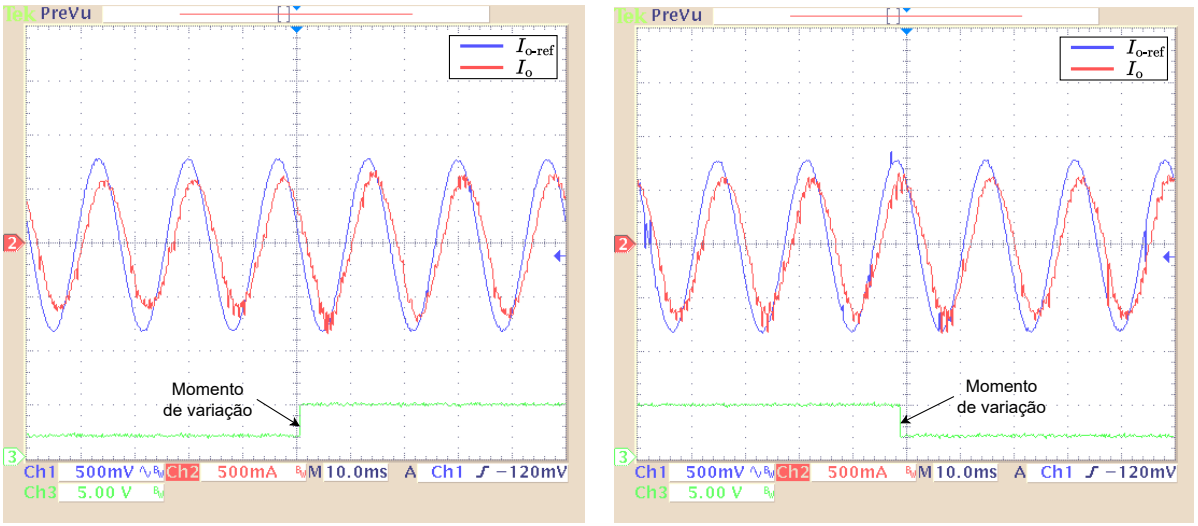


(a) Aumento de $I_{o\text{-}ref}$. (b) Redução de $I_{o\text{-}ref}$.

Fonte: O Autor.

A Figura 60 mostra o comportamento da corrente de saída quando a razão cíclica d varia de 0,6 para 0,7 e quando é reduzida de 0,7 para 0,6. Para esses resultados, o valor de $I_{o\text{-}ref}$ é mantida em 0,8 A de pico. Analisando as Figuras 60a e 60b, o comportamento da corrente de saída não sofre nenhuma alteração significativa. Esse resultado fortalece a afirmação teórica, de que o microinversor se comporta como dois sistemas independentes, onde o valor de d, referente a planta $G_1(s)$ não interfere no controlador de $G_2(s)$, referente ao valor de M.

Figura 60 – Resultados experimentais da variação da razão cíclica d.



(a) Aumento de d. (b) Redução de d.

Fonte: O Autor.

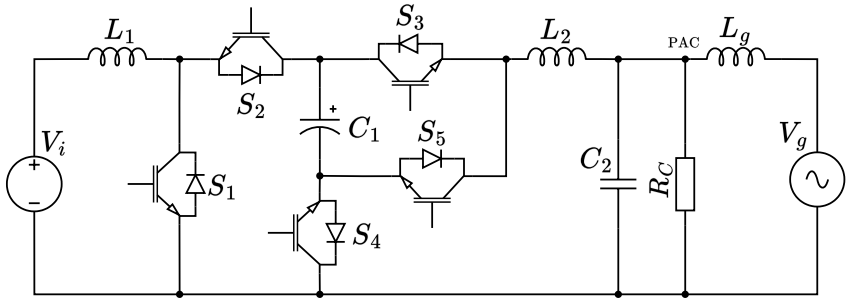
A próxima seção apresenta os resultados de simulação obtidos no estudo da conexão

dessa topologia de microinversor em uma rede elétrica ideal, ou seja, sem nenhuma distorção harmônica. Ficando como sugestão de trabalhos futuros a obtenção desses resultados de forma experimental.

6.5 Resultados de Simulação em Malha Fechada Conectado a uma Rede Ideal

Com a validação do microinversor em malha aberta através de simulação, um compensador em malhada fechada é utilizado para controlar a corrente de saída do inversor, enquanto o lado CC do microinversor permanece em malha aberta com um valor fixo de razão cíclica. Para estas análises, o circuito da Figura 61 é simulado.

Figura 61 – Circuito do microinversor simulado em malha fechada.



Fonte: O Autor.

Na simulação os principais parâmetros são mantidos e as resistências internas do indutor passam a ser consideradas. Além disso, uma carga de 180 Ω é utilizada, consumindo uma corrente de aproximadamente 1 A de pico. Os valores dos ganhos utilizados são exibidos na Tabela 8. O algoritmo PLL e o valor dos ganhos do compensador PI foram obtidos em (COSTA et al., 2017). O ganho do PWM foi escolhido com o objetivo de evitar a utilização de valores muito pequenos, já a definição do controlador PI-R foi apresentada na Seção 5.1.

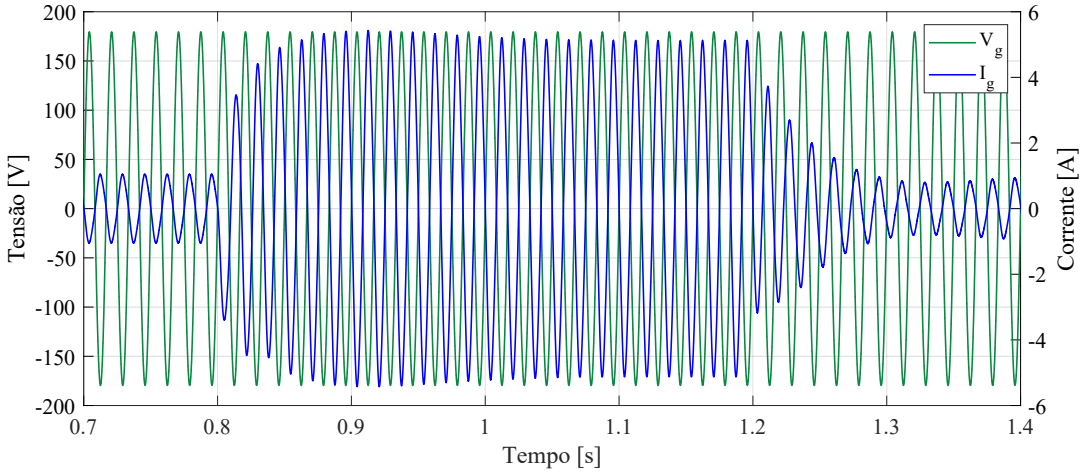
Tabela 8 – Ganhos dos controladores do algoritmo de PLL e PI-R.

Parâmetro	**Valor**
Ganho Proporcional do PLL ($K_{p_{\mathrm{PLL}}}$)	180
Ganho Integral do PLL ($K_{i_{\mathrm{PLL}}}$)	1300
Ganho do PWM (K_{PWM})	1000
Ganho do Controle Proporcional K_p	7,5
Ganho do Controle Integral K_i	300
Ganho do Controle Ressonante em 60 Hz (K_{r1})	500

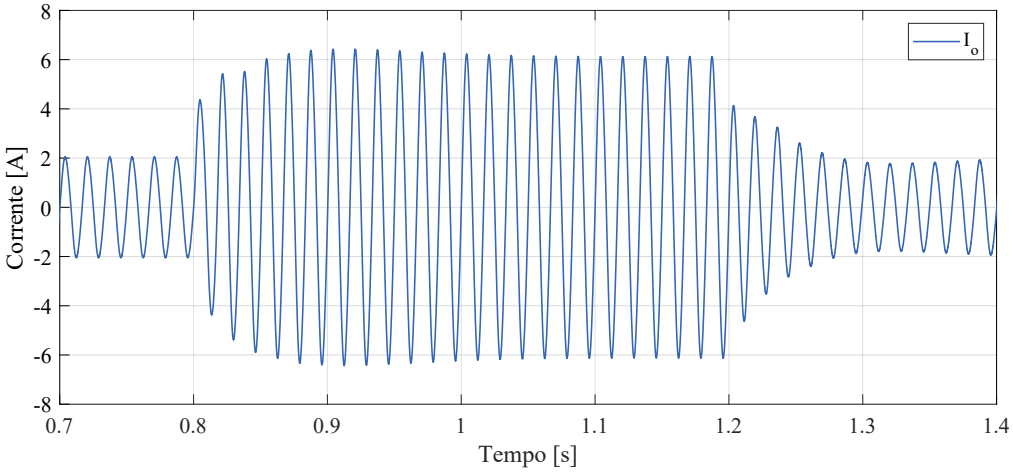
Fonte: O autor.

Na simulação a corrente de saída de referência ($I_{\text{g-ref}}$) é iniciada em 2 A de pico, em 0,8 s esse valor é modificado para 6 A e em 1,2 s é novamente definido em 2 A de pico, gerando uma variação de 180 à 540 W na potência de saída. A Figura 62 exibe a tensão da rede elétrica (V_g), a corrente da rede elétrica (I_g) em uma escala de 30 vezes e a corrente saída do microinversor (I_o). Na Figura 62a é possível observar que a corrente da rede elétrica está defasadas em 180º em relação a tensão, indicando que a corrente está sendo injetada na rede e não drenada. Já na Figura 62b é possível observar o comportamento da corrente de saída, que atende aos valores de referência indicados. A distorção harmônica da corrente de saída foi de 2,77% para o primeiro valor e de 2,54% para o segundo, abaixo do limite de 5% definido pelas principais normas.

Figura 62 – Tensão e corrente da rede elétrica e corrente de saída do microinversor obtida via simulação.



(a) Tensão e corrente da rede elétrica.



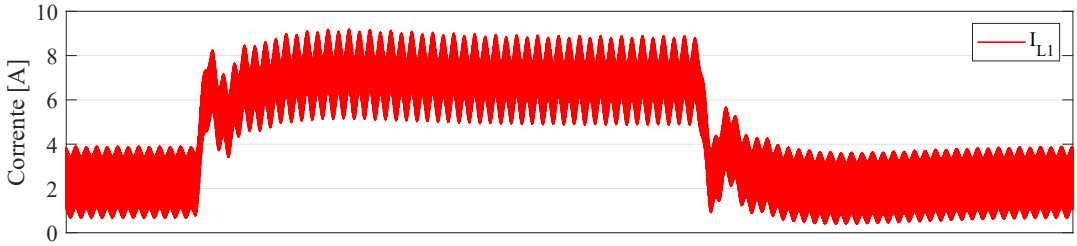
(b) Corrente de saída do microinversor.

Fonte: O Autor.

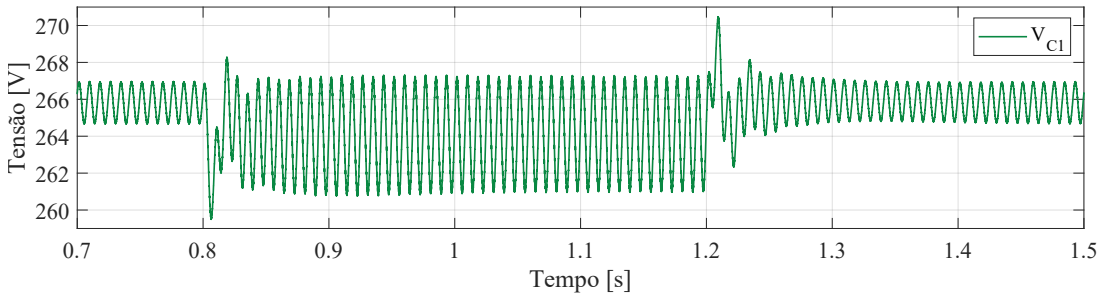
A Figura 63 exibe a corrente de entrada e a tensão no capacitor C_1 do microinversor sob as mesmas variações de corrente de referência. Na Figura 63a observa-se que o valor de pico a pico da corrente de entrada salta de 3 A para 4 A quando $I_{\text{g-ref}}$ aumenta. Mesmo

com a variação, L_1 permanece em MCC e a ondulação da corrente não possui um aumento considerável. Já na Figura 63b é possível observar a presença da ondulação de 120 Hz na tensão do capacitor, proveniente do desacoplamento de potência. No entanto, essa ondulação não ultrapassa o valor de 2,5%, enquanto valores de até 5% são toleráveis.

Figura 63 – Corrente de entrada do microinversor e tensão no capacitor C_1 obtida via simulação.



(a) Corrente de entrada do microinversor.

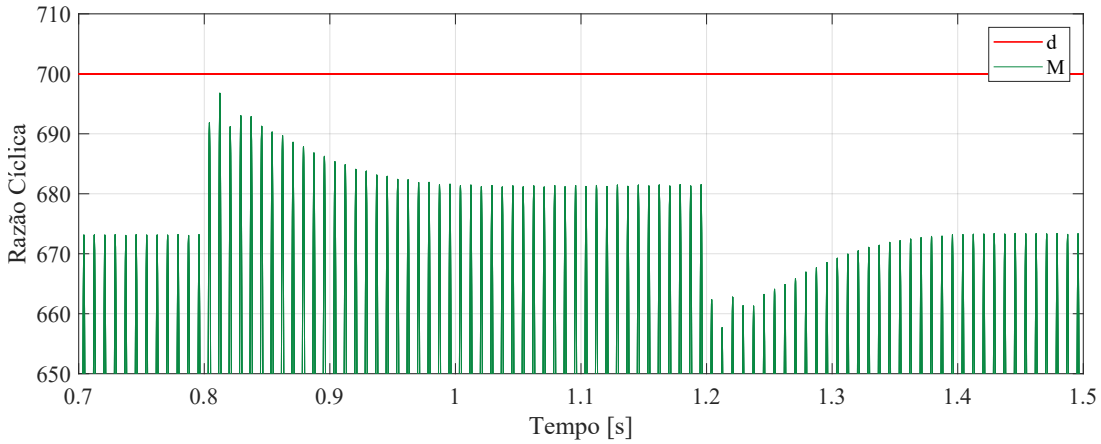


(b) Tensão no capacitor C_1.

Fonte: O Autor.

A Figura 64 mostra o comportamento da razão cíclica M gerada pelo controlador sob as variações de corrente indicadas. Nota-se que $d \geq M$ durante todo o período, respeitando uma das condições necessárias para o funcionamento do microinversor.

Figura 64 – Resposta à variação da razão cíclica M obtida via simulação.

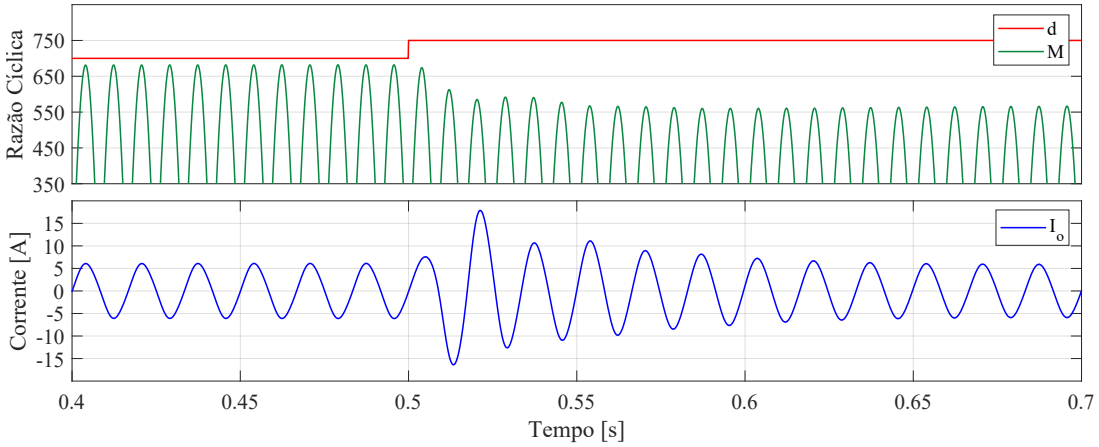


Fonte: O Autor.

Já a Figura 65 mostra a resposta do controlador sob uma variação da razão cíclica d de 0,7 para 0,75, mantendo a corrente de saída de referência em 6 A de pico. É possível

observar que o microinversor se mantém estável. Testes com $d < 0,7$ não podem ser realizados, pois este é o valor de $d_{\min}$ para $V_i = 80$ V.

Figura 65 – Resposta à variação da razão cíclica d obtida via simulação.



Fonte: O Autor.

Essa seção apresentou os resultados em malha fechada com um controlador PI-R e a injeção de potência ativa em uma rede elétrica ideal. Os resultados exibem a qualidade da corrente injetada na rede e o comportamento do microinversor durante a variações da corrente de referência. Os resultados também mostram o comportamento da corrente injetada na rede elétrica quando a razão cíclica d aumenta.

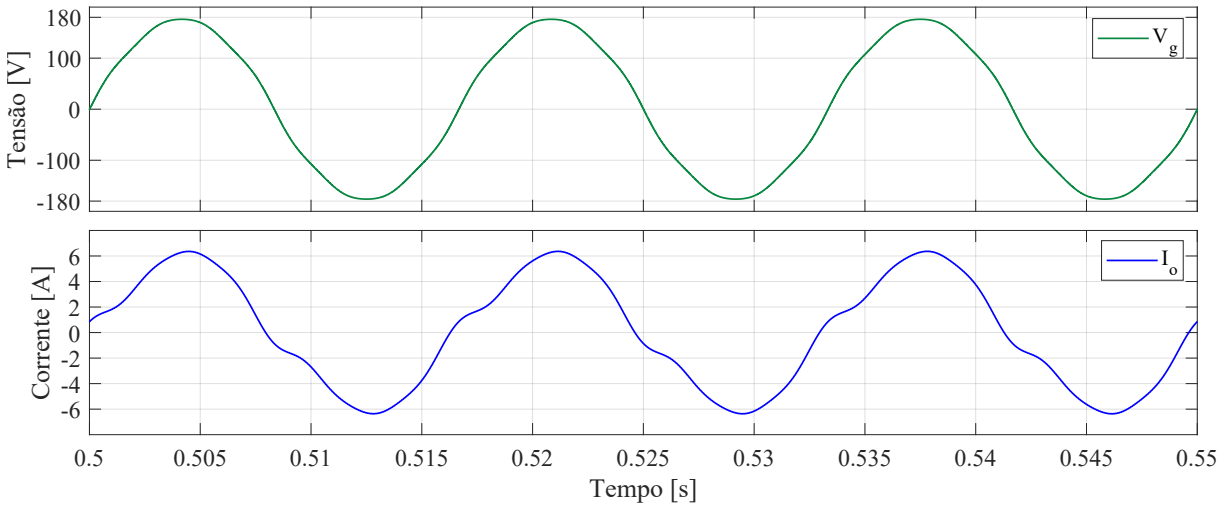
Esta seção apresentou a validação em malha fechada do microinversor operando com um controlador PI-R para a injeção de potência ativa em uma rede elétrica ideal. As análises demonstraram a qualidade da corrente injetada e a resposta dinâmica do conversor frente a degraus na corrente de referência e no valor da razão cíclica d. A próxima seção apresenta um estudo teórico de conexão do microinversor em redes distorcidas, além dos resultados obtidos na aplicação dos algoritmos de meta-heurística para otimizar os ganhos do controlador PI-MR, eficaz nesse tipo de situação.

6.6 Otimização do Controlador via Meta-Heurística para Redes Distorcidas

Os resultados de simulação apresentados nas Seções 6.1 e 6.5 são importantes para avaliar o desempenho e o comportamento do microinversor conectado apenas a uma carga e a rede elétrica ideal. No entanto, essa Seção apresenta os resultados em relação ao desempenho do microinversor em redes distorcidas, tendo em vista que a tensão da rede elétrica não é uma senoide ideal. Essa distorção harmônica pode prejudicar o desempenho do microinversor e tais situações não são avaliadas pelos trabalhos que utilizam essa topologia. Como exemplo, a Figura 66 mostra a corrente de saída do microinversor para uma rede com 3,48% de DHT de tensão, gerada pela presença de harmônicas de 3ª, 5ª e

7ª ordem, com valores de pico de 4,5 V, 3,5 V e 2,5 V, respectivamente. Os parâmetros de simulação e o controlador utilizado são os mesmos apresentados na Seção 6.5.

Figura 66 – Exemplo de corrente de saída do microinversor com rede elétrica distorcida.



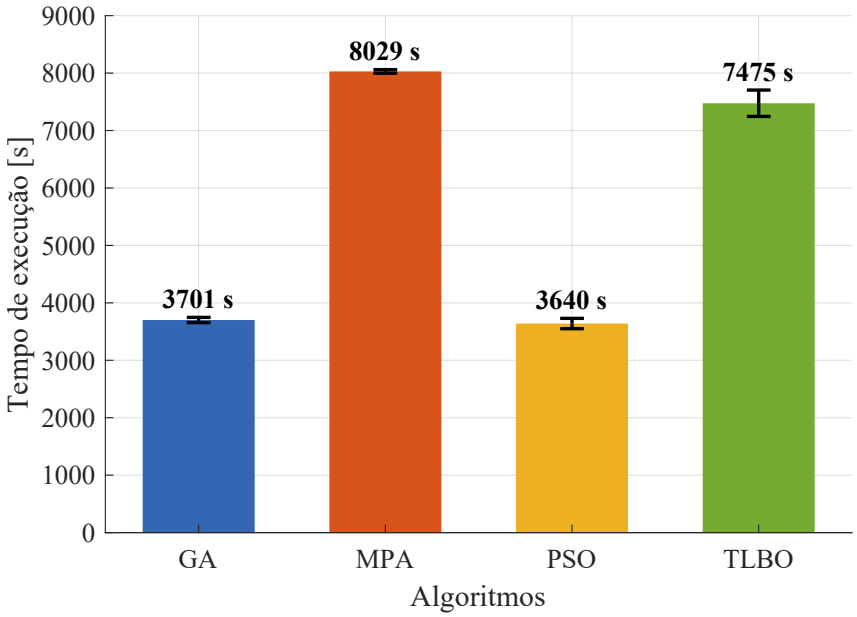
Fonte: O Autor.

Como resultado, a corrente de saída do microinversor também apresenta harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem, como era previsto. No entanto a DHT de corrente é de 11,45%, superior ao dobro do valor aceito por norma, definido em 5%. Isso demonstra a necessidade de utilização de um controlador multi-ressonante, sintonizados nas principais harmônicas encontradas na rede elétrica, melhorando a qualidade da corrente injetada, mesmo quando a rede é afetada por um alto valor de distorção harmônica.

A partir da metodologia descrita no Capítulo 5, um controlador PI-MR foi otimizado pelos quatro algoritmos de inteligência artificial baseados em meta-heurística, descritos na Seção 4.2. Os resultados obtidos após a aplicação dos algoritmos de otimização são exibidos a seguir.

A Figura 67 exibe o tempo médio de execução e o desvio padrão para cada um dos algoritmos utilizados nesse estudo. Enquanto os algoritmos GA e PSO levaram aproximadamente 1 hora para serem executados, os algoritmos MPA e TLBO demandaram mais que o dobro do tempo, ultrapassando as 2 horas de execução. Isso se da, principalmente pelo fato de que os algoritmos GA e PSO possuem funções nativas dentro do *Matlab*, sendo mais otimizados em comparação aos algoritmos MPA e TLBO, que utilizam código customizado.

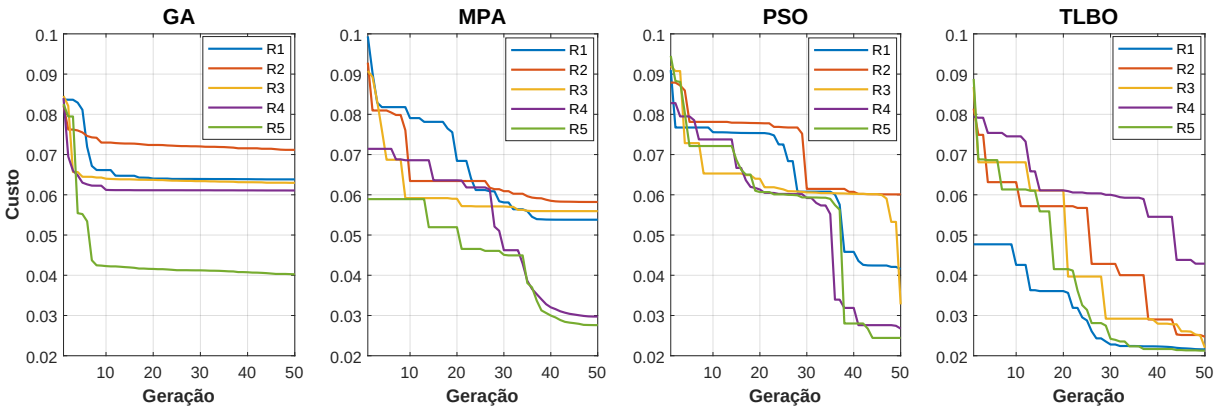
Figura 67 – Tempo de execução dos algoritmos utilizados.



Fonte: O Autor.

A Figura 68 exibe a curva de convergência das cinco rodadas de cada um dos algoritmos utilizados. É possível observar que GA possui maior variância, no entanto, é capaz de atingir um mínimo local com o menor número de gerações. O MPA também apresenta comportamento parecido, mas não fica preso em ótimos locais até o fim da rodada como o GA. O PSO possui um comportamento intermediário, com menor variância e maior capacidade de sair de ótimos locais, mesmo precisando utilizar um número a mais de gerações para que isso aconteça. Por fim, o TLBO é o algoritmo mais consistente, onde quase todas as rodadas convergem próximo do mesmo local, não ficando preso em mínimos locais por longas gerações.

Figura 68 – Curva de convergência de cada rodada por algoritmo.

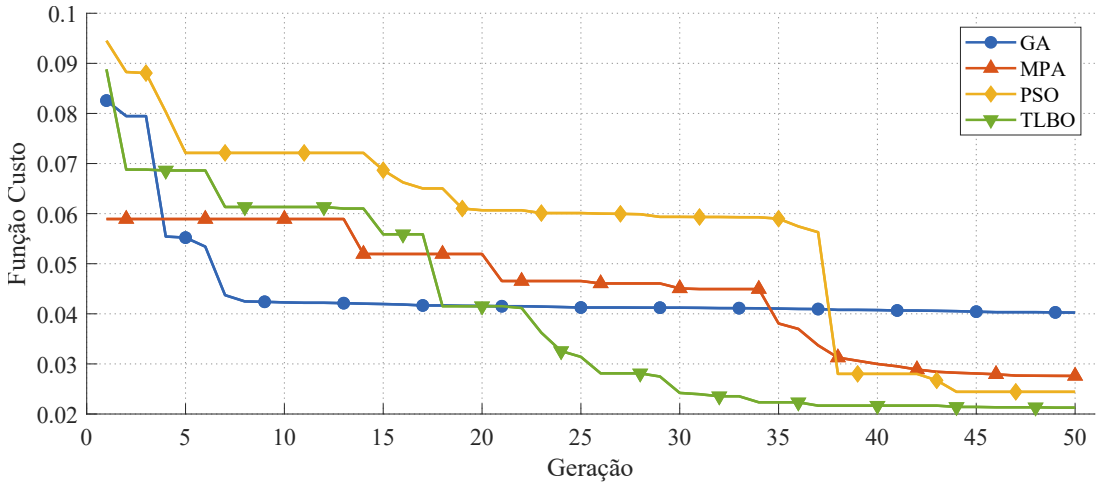


Fonte: O Autor.

Após o treinamento, a Figura 69 exibe a curva de convergência da função custo da melhor rodada de cada um dos algoritmos de meta-heurística utilizados. No gráfico é

possível observar que todos os algoritmos conseguem atingir um valor de $C_f < 0,03$, exceto pelo algoritmo GA, mas que foi capaz de atingir um valor de $C_f \approx 0,04$ com um baixo número de gerações. No mais, o algoritmo TLBO atingiu o menor valor de C_f na melhor execução.

Figura 69 – Comparação de convergência da melhor rodada de cada algoritmo.



Fonte: O Autor.

Os ganhos do controlador obtidos na melhor rodada de cada um dos algoritmos são exibidos na Tabela 9. É possível observar que os ganhos K_P, K_{r3}, K_{r5} e K_{r7} possuem valores próximos em todos os algoritmos, considerando os limites definidos. Já os ganhos K_I e K_{r1} possuem maior variação dentro do campo de busca

Tabela 9 – Ganhos do controlador obtidos na melhor rodada de cada algoritmo.

Algoritmo	K_P	K_I	K_{r1}	K_{r3}	K_{r5}	K_{r7}
GA	11,0	593,4	2702,8	948,8	1283,5	1505,7
MPA	10,2	847,0	6840,5	738,8	1250,3	1575,3
PSO	10,1	655,8	3730,0	834,4	1344,3	1635,8
TLBO	9,5	636,0	5622,3	765,5	1273,3	1589,5

Fonte: O autor.

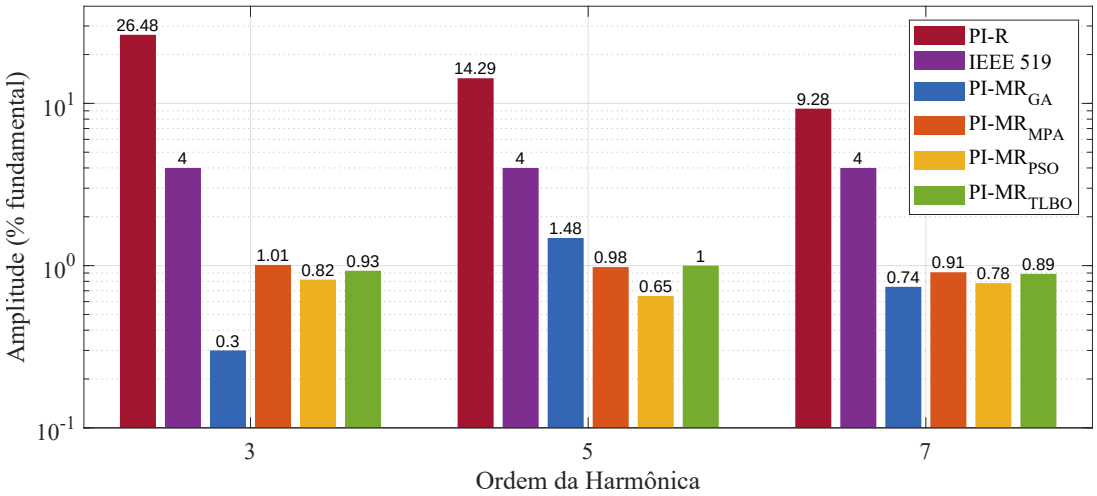
O valor da DHT da corrente injetada na rede (DHT_{ig}), o valor de ITAE e o valor da função custo do melhor controlador obtido por cada algoritmo é exibido na Tabela 10, enquanto a Figura 70 compara a amplitude da distorção em cada uma das harmônicas ímpares consideradas. Os resultados demonstram que todos os algoritmos atenuaram com sucesso as harmônicas ímpares de corrente a níveis inferiores ao limite de 4% estabelecido pela norma NBR 16149:2013 e pela normal internacional IEEE 1547-2018.

Tabela 10 – Valores de DHT_{ig}, ITAE e C_f do controlador PI-R e do melhor resultado obtido em cada algoritmo.

Controlador	DHT_{ig}	ITAE	C_f
PI-R	31,89%	0,0975	0,7415
PI-MR_{GA}	2,68%	0,0109	0,0402
$\text{PI-MR}_{\text{MPA}}$	2,16%	0,0090	0,0276
$\text{PI-MR}_{\text{PSO}}$	1,96%	0,0107	0,0244
$\text{PI-MR}_{\text{TLBO}}$	2,24%	0,0101	0,0213

Já a Figura 70 mostra a amplitude das harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem do sinal da corrente injetada na rede elétrica. Esses valores são obtidos utilizando um controlador PI-R e pelo controlador PI-MR otimizado por cada um dos algoritmos. Nota-se que apenas com o controlador PI-R as harmônicas ímpares da corrente possuem valores inaceitáveis por normas, enquanto todos os controladores PI-MR obtidos via otimização possuem amplitudes menores do que os limites definidos por norma, inclusive o algoritmo GSA que obteve o pior resultado.

Figura 70 – Amplitude das harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem obtida com o controlador PI-R sem otimização, PI-MR otimizado pelos algoritmos e limite estabelecido por norma.

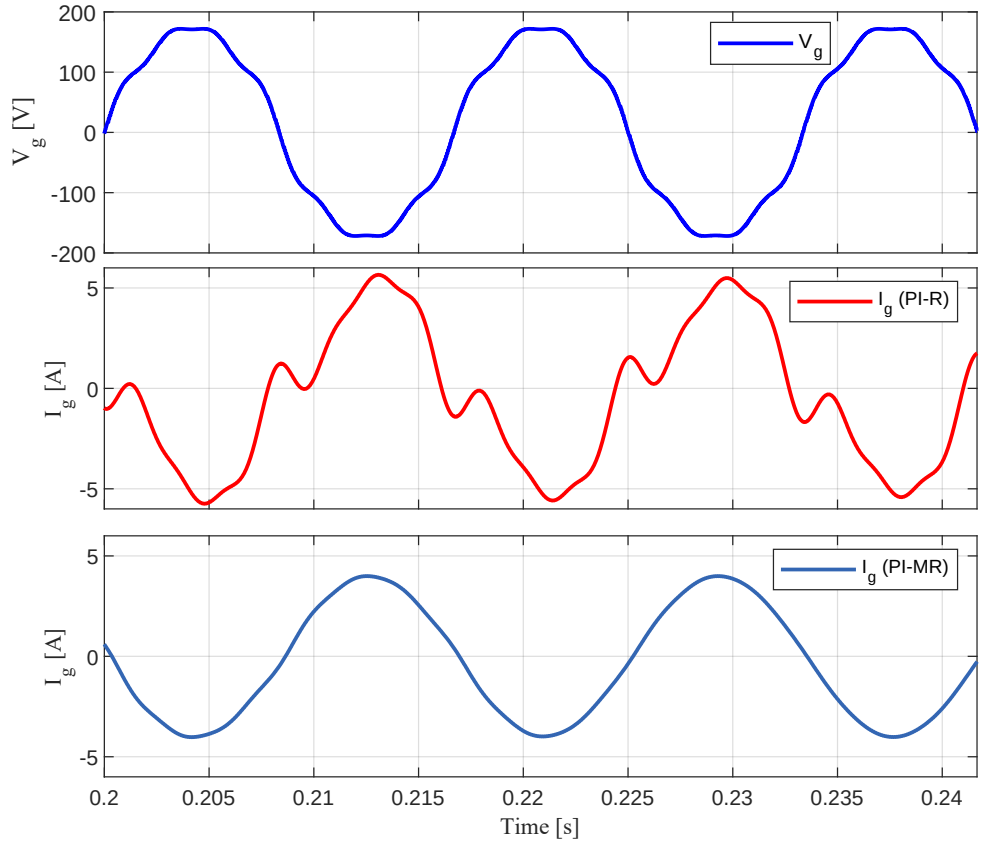


Fonte: O Autor.

A Figura 71 exibe as formas de onda da rede elétrica distorcida, da corrente injetada na rede elétrica através do controlador Proporcional-Integral-Ressonante (PI-R) e da corrente injetada na rede com o controlador Proporcional-Integral-Multirressonante (PI-MR) otimizado pela melhor rodada do algoritmo PSO, que obteve a menor valor de DHT.

Analisando a figura é possível observar a melhora significativa na qualidade da corrente injetada na rede elétrica quando o controlador PI-MR otimizado é utilizado, corroborando com os outros resultados apresentados.

Figura 71 – Formas de onda da tensão distorcida da rede elétrica, corrente injetada na rede com controlador PI-R e corrente injetada na rede com controlador PI-MR.



Fonte: O Autor.

6.7 Conclusões

A partir dos resultados apresentados nesse capítulo é possível validar o comportamento operacional e a viabilidade técnica da topologia de estudo. A presença de resultados em malha fechada contribui com a lacuna citada, onde não haviam trabalhos que descrevem o tipo de controlador utilizado e como eles são projetados. A presença dos resultados experimentais com níveis compatíveis com a rede elétrica também contribui para avaliar o comportamento da topologia em condições nominais, não apenas em ensaios com tensão reduzida. Embora o trabalho tenha a ausência de resultados de conexão com à rede elétrica, estes podem ser obtidos em trabalhos futuros, tendo em vista que o controlador desenvolvido foi validado no modo *stand-alone*. Ainda, a aplicação dos algoritmos de otimização baseados em meta-heurística para determinar os ganhos desse controlador mostra-se eficaz e substitui métodos empíricos e sintonias baseadas em tentativa e erro.

A partir dos resultados apresentados neste capítulo, é possível validar o comportamento operacional e a viabilidade técnica da topologia em estudo. A inclusão dos resultados em malha fechada contribui para preencher a lacuna identificada na literatura,

na qual poucos trabalhos descreviam o tipo de controlador utilizado e a sua metodologia de projeto. Além disso, os ensaios experimentais em níveis compatíveis com a rede elétrica permitem avaliar o comportamento da topologia em condições nominais e não apenas resultados em tensões baixíssimas. Embora o trabalho não apresente resultados experimentais de conexão à rede elétrica, essa etapa pode ser desenvolvida em trabalhos futuros, dado que o controlador utilizado foi validado em modo *stand-alone*. Por fim, a aplicação de algoritmos de otimização baseados em meta-heurísticas para a determinação dos ganhos do controlador PI-MR mostrou-se eficaz, podendo substituir abordagens empíricas e sintonias por tentativa e erro.

7 Conclusões Finais

Esta dissertação apresentou o desenvolvimento, a análise e a validação de um microinversor *buck-boost* de estágio único, sem transformador e com aterramento comum. O trabalho aborda desde a revisão dos trabalhos já existentes sobre a topologia, a validação através de simulação, até a implementação de um protótipo experimental. Além disso é realizado um estudo da aplicação de algoritmos de meta-heurística para a otimização de um controlador PI-MR para essa topologia, garantindo que a corrente injetada na rede elétrica permaneça dentro do limite estabelecido por norma mesmo quando a rede apresente distorções.

Inicialmente, a revisão bibliográfica consolidou o estado da arte na topologia estudada, permitindo a análise detalhada dos principais resultados apresentados nos outros trabalhos e nos pontos fracos, principalmente em relação aos resultados experimentais e a falta de detalhe no controlador utilizado. Essa etapa forneceu a base para o projeto conceitual do conversor e para a compreensão do seu comportamento dinâmico e de comutação.

A etapa de validação em malha aberta confirmou a fidelidade do modelo matemático do microinversor. Os resultados de simulação e os testes experimentais concordaram com os resultados teóricos, validando o funcionamento e dimensionamento dos componentes de potência, modulação e controle no protótipo físico.

No modo conectado à rede por simulação, a malha de controle demonstrou capacidade de sincronismo e regulação da corrente injetada na rede, garantindo baixo teor de distorção harmônica e rastreamento adequado dos valores de referência.

Os resultados no modo *stand-alone*, obtidos pelo ensaio em bancada, comprovaram a estabilidade do sistema ao operar isoladamente, mantendo a corrente na carga dentro das especificações do projeto, mesmo sob variações dinâmicas.

Por fim, o estudo teórico sobre a aplicação de algoritmos de meta-heurística para a otimização dos ganhos do controlador PI-MR mostrou-se uma contribuição promissora para cenários operacionais complexos. A metodologia proposta evidenciou que a sintonia otimizada é capaz de mitigar significativamente a injeção de harmônicos na rede elétrica, sobretudo em cenários de rede com elevada distorção harmônica de tensão.

Em suma, considera-se que os objetivos propostos para este trabalho foram alcançados. A integração entre teoria, simulação e prototipagem experimental demonstrou a viabilidade técnica do microinversor estudado e a contribuição na utilização de um controlador em malha fechada, enquanto a abordagem de otimização meta-heurística abre caminhos para substituir a sintonia de controladores complexos de modo empírico, que demandam uma grande quantidade de tempo.

7.1 Publicações, Submissões e Trabalhos Futuros

O resultado desenvolvido até o período de qualificação resultou na publicação de um artigo completo no *16th IEEE International Conference on Industry Applications* (INDUSCON) realizado de 14 à 17 de Outubro de 2025.
DOI: 10.1109/INDUSCON66435.2025.11241922.

Os resultados desenvolvidos até a finalização dessa dissertação resultou na submissão do artigo *Comparative Metaheuristic Tuning of a PI–Multiresonant Current Controller for a Common-Ground Buck–Boost Microinverter Under Distorted Grid Conditions* para a revista *IEEE Access*.

Como trabalhos futuros, sugere-se a conexão do microinversor à rede elétrica, avaliando a qualidade da corrente injetada na rede elétrica, podendo também validar experimentalmente o estudo realizado sobre a sintonia do controlador PI-MR para redes não ideais. Sugere-se também a avaliação experimental do desempenho dos três microinversores, descritos na Seção 2.2.6, tendo em vista que a placa desenvolvida nesse trabalho possibilita a montagem dessas três topologias e que o artigo relacionado a este trabalho apresenta apenas resultados de simulação.

Referências

ALBADR, M. et al. Genetic algorithm based on natural selection theory for optimization problems. *Symmetry*, v. 12, p. 1–31, 10 2020. 64

ANEEL. *Resolução Normativa Nº 482 de 17 de Abril de 2012*. 2012. Acesso em: 10 de Janeiro de 2025. Disponível em: <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. 24

ANEEL. *PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. Brasília, DF, Brasil, 2021. Estabelecido pela Resolução Normativa nº 956/2021. Disponível em: <http://www.gov.br/aneel>. 32

ANFAVEA. *Avançando nos caminhos da descarbonização*. 2024. Acesso em: 10 de Janeiro de 2025. Disponível em: <https://anfavea.com.br/site/wp-content/uploads/2024/09/Anfavea-Avancando-nos-Caminhos-da-Descarbonizacao-2024-Publicacao.pdf>. 23

ARROYO, J. E. C. *Heurística e Metaheurística para Otimização Combinatória Multiobjetivo*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas - Brasil, 2002. 63

Associação Brasileira de Normas Técnicas. *NBR 16149: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2013. Norma Brasileira. 32

AZIZI, M. et al. Back-to-back energy router based on common-ground inverters. In: *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6. 56

CARVALHO, C. C. A. *Mitigação da Corrente de Fuga em Inversores Monofásicos de Três e Cinco Níveis sem Transformador Coenctados à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp, São Paulo - Brasil, 2023. 34

CARVALHO, M. *Conversor CC-CC de Alto Ganho Baseado em Célula Multiplicadora de Tensão com as Técnicas Capacitor Chaveado e Acoplamento Magnético*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco - Brasil, 2022. 30

CHA, H.; VU, T.-K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1659–1665. 32

CHAMARTHI, P.; RAJEEV, M.; AGARWAL, V. A novel single stage zero leakage current transformer-less inverter for grid connected pv systems. In: *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. 35, 36, 37

CHAMARTHI, P. K. et al. A novel single-stage buck-boost transformerless inverter for 1-ϕ grid-connected solar pv systems. In: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 3341–3345. 35

COSTA, B. L. G. et al. Tuning of a pi-mr controller based on differential evolution metaheuristic applied to the current control loop of a shunt-apf. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4751–4761, 2017. 93

DIONIZIO, A. A. et al. Grid-tied single-phase integrated zeta inverter for photovoltaic applications. *Energies*, v. 16, n. 9, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/9/3622>. 35

EPE. *Anuário Estatístico de Energia Elétrica*. 2024. Acesso em: 30 de Dezembro de 2024. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/anuario-estatistico-de-energia-eletrica>. 23

FARAMARZI, A. *Marine Predators Algorithm (MPA)*. 2026. MATLAB Central File Exchange. Disponível em: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/74578-marine-predators-algorithm-mpa>. 69

FARAMARZI, A. et al. Marine predators algorithm: A nature-inspired metaheuristic. *Expert Systems with Applications*, v. 152, p. 113377, 2020. ISSN 0957-4174. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0957417420302025>. 66

GAUTAM, V.; SENSARMA, P. Design of Ćuk-derived transformerless common-grounded pv microinverter in ccm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 8, p. 6245–6254, 2017. 47, 48, 56, 57

GAZOLI, J. *Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal da Bahia, Bahia - Brasil, 2011. 28, 29

GRUNER, V. F. et al. Metodologia para estimação da distorção harmônica total em inversores monofásicos conectados à rede elétrica. *Eletrônica de Potência*, v. 28, n. 4, p. 314–323, Dec. 2023. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/184>. 32

HERIS, M. *Teaching-Learning-based Optimization (TLBO)*. 2026. MATLAB Central File Exchange. Disponível em: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/52863-teaching-learning-based-optimization-tlbo>. 69

HU, X. et al. An integrated step-up inverter without transformer and leakage current for grid-connected photovoltaic system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 10, p. 9814–9827, 2019. 43, 45

IEA. *Growth in global energy demand surged in 2024 to almost twice its recent average*. 2025. IEA News. Disponível em: <https://www.iea.org/news/growth-in-global-energy-demand-surged-in-2024-to-almost-twice-its-recent-average>. 23

IEEE. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems*. Piscataway, NJ, USA, 2022. 33

IKKURTI, H. P.; SAHA, S. A comprehensive techno-economic review of microinverters for building integrated photovoltaics (bipv). *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 47, p. 997–1006, 2015. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115002348>. 31

ISMAIL, A. A.; EL-DEIB, A. A. Dc/ac conversion topologies for photovoltaic applications. In: *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6. 30, 31

IYSAOUY, L. E. et al. Impact of cl and lcl low pass output filters on high order harmonics of single stage photovoltaic microinverter. In: *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. 32

JAMATIA, A.; GAUTAM, V.; SENSARMA, P. Power decoupling method for single phase pv system using Ćuk derived micro-inverter. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. 57

JAMATIA, A.; GAUTAM, V.; SENSARMA, P. Power decoupling for single-phase pv system using ćuk derived microinverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 4, p. 3586–3595, 2018. 57, 58, 71

JAMATIA, A.; SENSARMA, P. Flux-balance equation based topology derivation of single phase single-stage transformer-less boost-buck pv micro-inverter family. In: *2023 IEEE 20th India Council International Conference (INDICON)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 521–526. 48, 49

LEE, S. S. et al. Single-stage common-ground boost inverter (s2cgbi) for solar photovoltaic systems. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. -, n. -, p. 4229–4233. 45, 46, 51, 52, 55, 56, 58, 59

LEE, S. S. et al. A family of single-phase single-stage boost inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 70, n. 8, p. 7955–7964, 2023. 35, 36

LEE, S. S. et al. An improved pwm technique to achieve continuous input current in common-ground transformerless boost inverter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 67, n. 12, p. 3133–3136, 2020. 45, 55

MARAFAO, F. et al. Analysis and design methodology for pll synchronization algorithms. *Eletrônica de Potência*, v. 10, p. 7–14, 06 2005. 33

Microsoft. *Our 2024 Environmental Sustainability Report*. 2024. Acesso em: 30 de Dezembro de 2024. Disponível em: <https://blogs.microsoft.com/on-the-issues/2024/05/15/microsoft-environmental-sustainability-report-2024/>. 23

MOHANTY, B.; TRIPATHY, S. A teaching learning based optimization technique for optimal location and size of dg in distribution network. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, v. 3, 03 2016. 66

NeoCharge. *Número de Carros Elétricos no Brasil*. 2025. Acesso em: 10 de Julho de 2026. Disponível em: <https://www.neocharge.com.br/carros-eletricos-brasil>. 23

PAIKRAO, V.; REDDY, K. Proportional resonant controllers and suitable for grid connected converters current control with harmonic compensation. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SCIENTIFIC RESEARCH IN ENGINEERING AND MANAGEMENT*, v. 09, p. 1–9, 11 2025. 61

PEREIRA, A. *Desenvolvimento de uma bancada de testes para microinversores utilizados em sistemas fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba - Brasil, 2019. 27, 28

RAJEEV, M.; AGARWAL, V. Novel transformer-less inverter topology for single-phase grid connected photovoltaic system. In: *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. 40, 42

RAO, R.; SAVSANI, V.; VAKHARIA, D. Teaching–learning-based optimization: A novel method for constrained mechanical design optimization problems. *Computer-Aided Design*, v. 43, n. 3, p. 303–315, 2011. ISSN 0010-4485. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0010448510002484>. 66

SREEKANTH, T.; LAKSHMINARASAMMA, N.; MISHRA, M. K. A single-stage grid-connected high gain buck–boost inverter with maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 32, n. 1, p. 330–339, 2017. 57

TEXAS INSTRUMENTS. *LAUNCHXL-F28379D TMS320F28379D LaunchPad Evaluation Kit*. [S.l.], 2026. Acessado em: 18 jul. 2026. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>. 76

UFNALSKI, B.; MICHALCZUK, M.; GALECKI, A. Robust tuning of multiresonant current controllers for grid-tied converters and erroneous use of the naslin polynomial method. *IEEE Access*, v. 10, p. 88211–88225, 2022. 63

Wall Street Journal. *Artificial Intelligence's 'Insatiable' Energy Needs Not Sustainable, Arm CEO Says*. 2024. Acesso em: 30 de Dezembro de 2024. Disponível em: <https://www.wsj.com/tech/ai/artificial-intelligences-insatiable-energy-needs-not-sustainable-arm-ceo-says-a11218c9>. 23

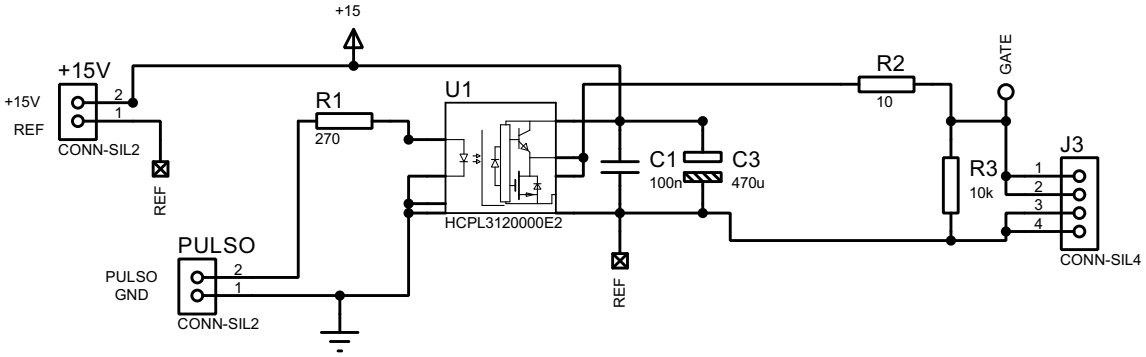
WANG, B.; TANG, W. A novel three-switch z-source sepic inverter. *Electronics*, v. 8, n. 2, 2019. ISSN 2079-9292. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/2/247>. 35

XIN, W. et al. Self-tuning pid controller with variable parameters based on particle swarm optimization. In: *2013 Third International Conference on Intelligent System Design and Engineering Applications*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1264–1267. 65

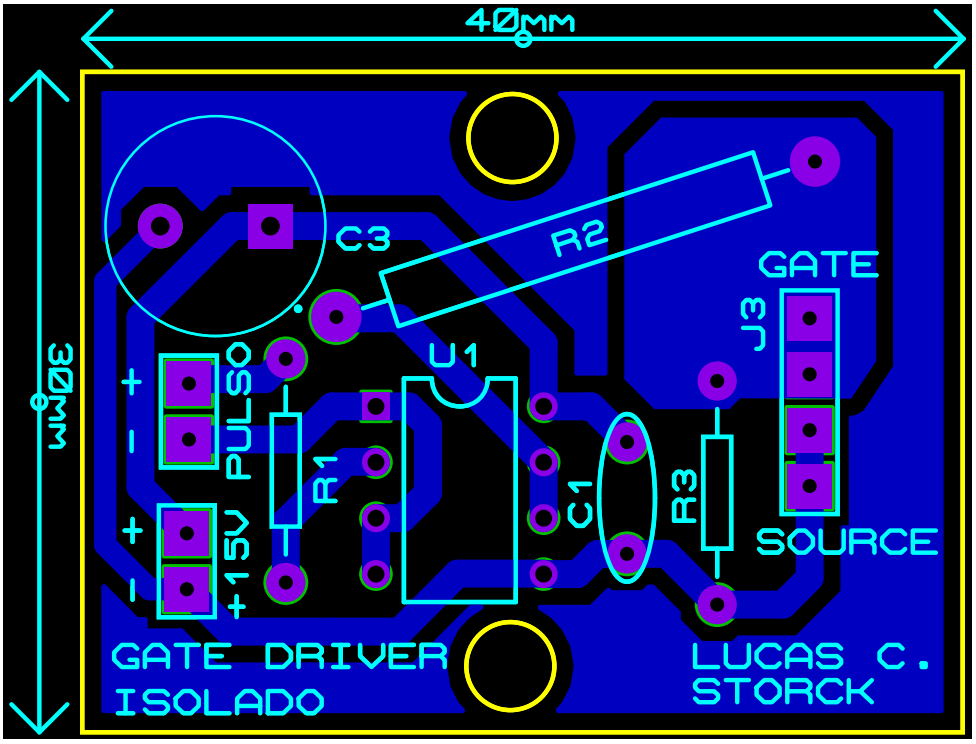
APÊNDICES

A Esquemático e Roteamento: *Gate-driver* e Retificador

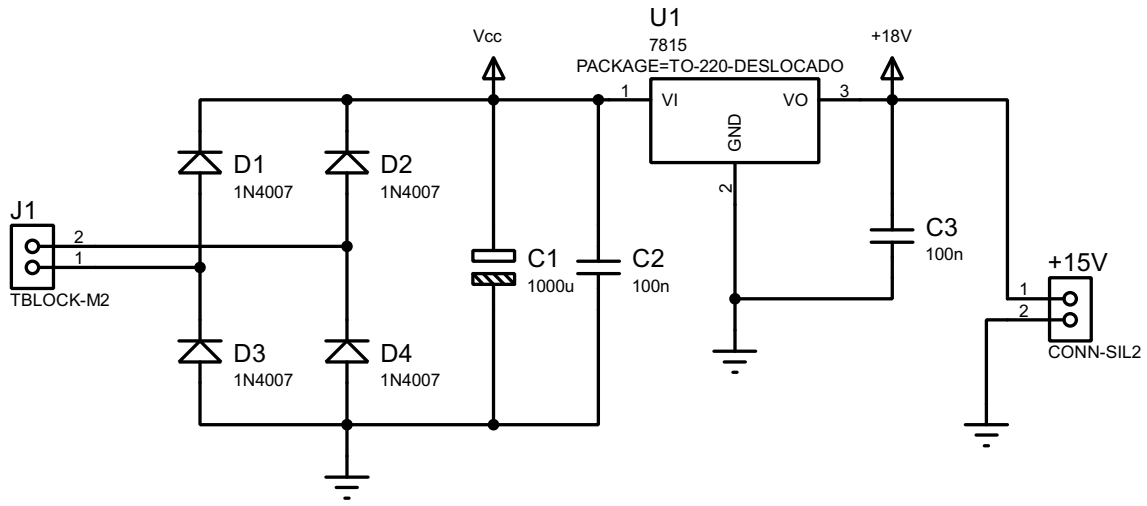
A.1 *Gate-driver*: Esquemático



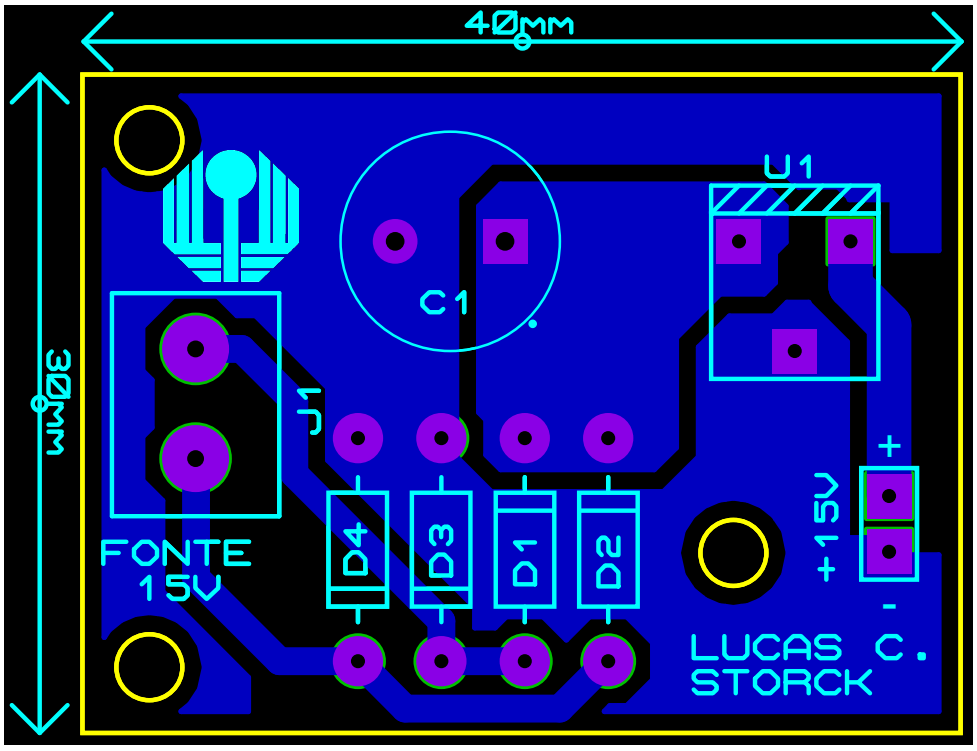
A.2 *Gate-driver*: Roteamento



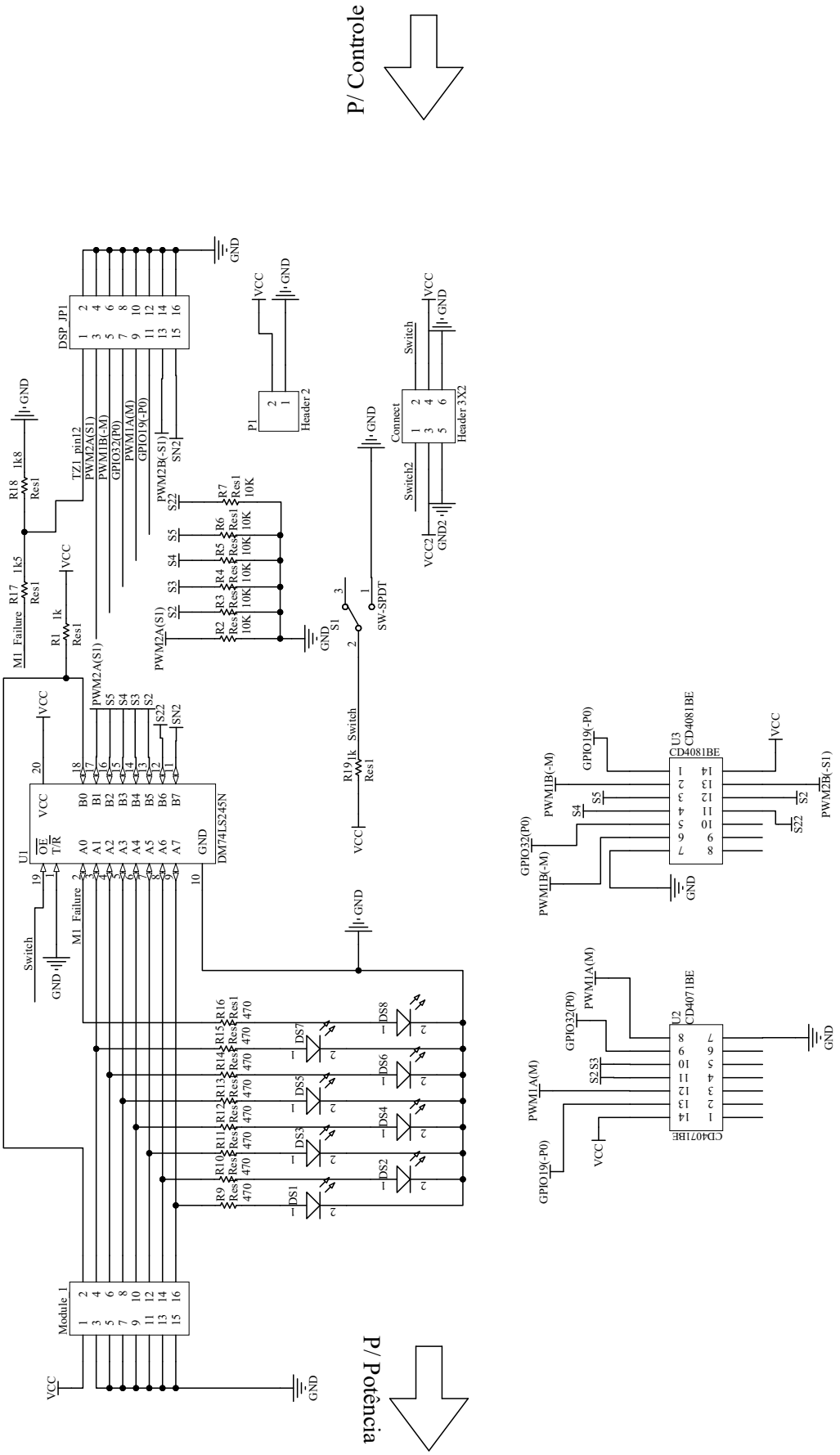
A.3 Fonte de 15 V: Esquemático



A.4 Fonte 15 V: Roteamento

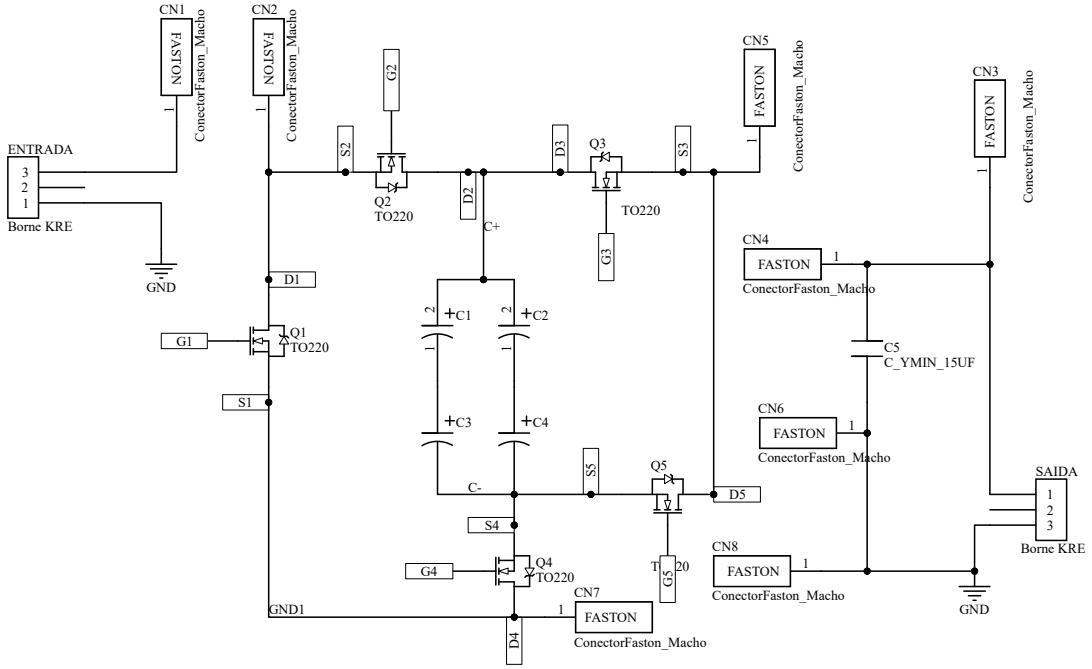


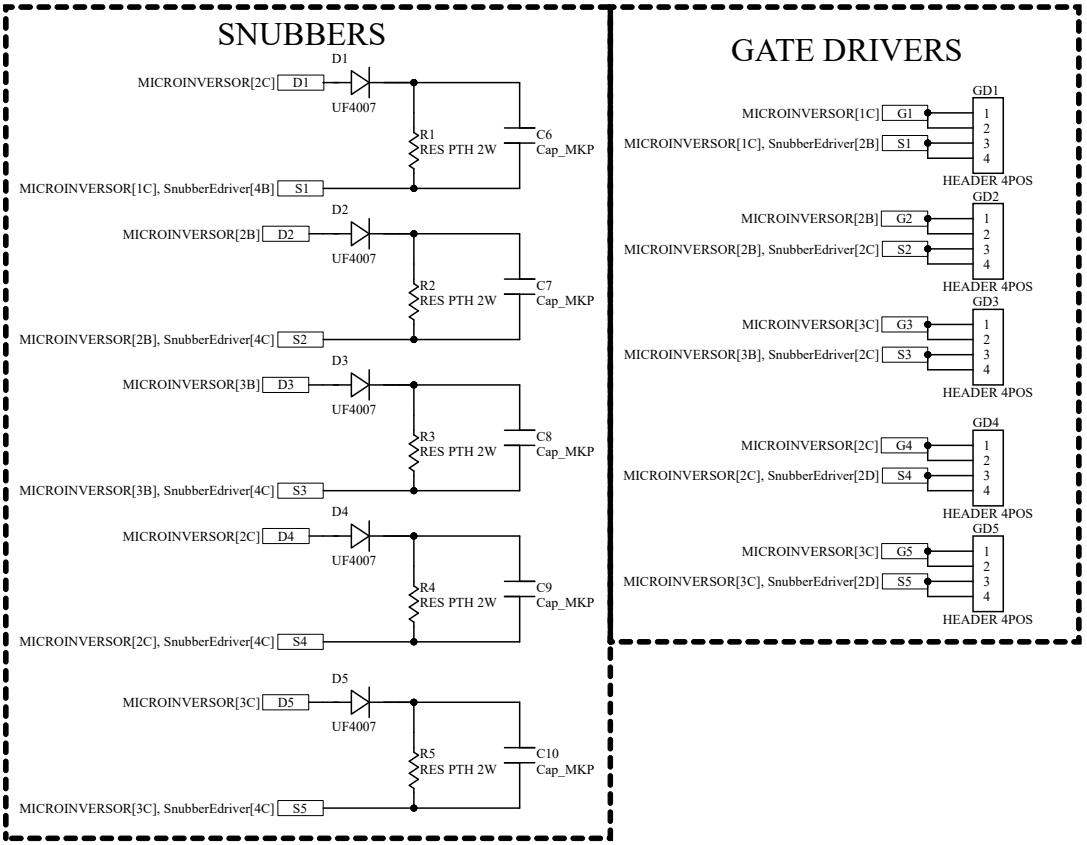
B Esquemático Completo da Placa de Lógica



C Esquemático e Roteamento: Placa de Potência

C.1 Esquemático: Placa de Potência





C.2 Roteamento: Placa de Potência

