

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

ÉDWIN AUGUSTO TONOLO

CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO *INTERLEAVED* BASEADOS NA
CÉLULA DE COMUTAÇÃO SC-PFM SEM SENSOR DE CORRENTE PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

TESE

CURITIBA

2024

ÉDWIN AUGUSTO TONOLO

**CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO *INTERLEAVED* BASEADOS NA
CÉLULA DE COMUTAÇÃO SC-PFM SEM SENSOR DE CORRENTE PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**DC-DC high gain *interleaved* converters based on the SC-PFM switching cell without
current sensor for photovoltaic systems**

Trabalho de pesquisa de doutorado apresentado como requisito para obtenção do título de Doutor em Ciências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, área de concentração: Engenharia de Automação e Sistemas, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin
Coorientador: Prof. Dr. Eduardo Felix Ribeiro Romaneli

CURITIBA

2024



4.0 Internacional

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Curitiba



EDWIN AUGUSTO TONOLO

CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO INTERLEAVED BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO SC-PFM SEM SENSOR DE CORRENTE PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Trabalho de pesquisa de doutorado apresentado como requisito para obtenção do título de Doutor Em Ciências da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Engenharia De Automação E Sistemas .

Data de aprovação: 16 de Maio de 2024

Dr. Alceu Andre Badin, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Adriano Ruseler, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Daniel Flores Cortez, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Roberto Francisco Coelho, Doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina (Ufsc)

Dr. Rogers Demonti, Doutorado - Universidade Federal do Paraná (Ufpr)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 16/05/2024.

“You don’t know what you don’t know.”

Unknown

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. Alceu André Badin e coorientador, Prof. Dr. Eduardo Felix Ribeiro Romaneli, pelo apoio, dedicação, paciência e disposição em todos os momentos durante o desenvolvimento desse trabalho.

Ao professor Marcos Alonso da Universidade de Oviedo, pela colaboração no desenvolvimento das atividades e publicação de artigo, bem como me receber e compartilhar todo seu conhecimento durante o período de intercâmbio do doutorado sanduiche na Espanha.

Aos docentes que me instruíram e contribuíram para o meu desenvolvimento, e aos que estiveram presentes auxiliando no dia a dia das experimentações, discussão de resultados e compartilhamento de ideias e pontos de vista.

Aos meus pais, Almir e Imélia, que estiveram sempre presentes na formação do meu caráter bem como no processo de aprendizado além do incentivo em prosseguir com os estudos, mesmo estando longe.

Agradeço também a minha esposa, Ana Carolina, pelo amor, companheirismo e paciência durante todo o processo.

Grato também aos demais familiares e amigos pelo apoio.

Um agradecimento aos demais colegas do laboratório pelos conhecimentos compartilhados e momentos de descontração, em especial ao colega Jefferson, pelo auxílio no desenvolvimento da programação do controlador e pela colaboração nas publicações dos artigos.

Agradeço a todos que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Agradeço a UTFPR.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

RESUMO

TONOLO, Édwin Augusto. CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO *INTERLEAVED* BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO SC-PFM SEM SENSOR DE CORRENTE PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS. 236 f. Tese de doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2024.

Neste trabalho, é utilizada uma célula de comutação com modulação por frequência de pulso (*switching cell with pulse frequency modulation*, SC-PFM) integrada com indutores acoplados e um indutor de entrada operando em modo de condução contínua (*continuous conduction mode* - CCM) com baixa ondulação de corrente e proporcionando alto ganho estático. Os conversores baseados na SC-PFM e com entrada em corrente possuem como característica serem seguidores de tensão, cujo comportamento permite o desenvolvimento de um sistema de controle ou de um MPPT (*maximum power point tracker* – seguidor do ponto de máxima potência) sem a necessidade de utilizar sensor de corrente, um componente que aumenta a complexidade e os custos. Outras características importantes são a comutação suave para uma ampla faixa de frequência de comutação, os diodos bloqueiam sem perdas por recuperação reversa, requer poucos componentes e a ondulações na tensão na saída não impactam na corrente de entrada. A partir da SC-PFM, foram desenvolvidos dois conversores, sendo o primeiro do tipo *boost-flyback interleaved* (IBFC-PFM) e o segundo um *flyback interleaved* (IFC-PFM), uma opção não isolada e outro isolada. São apresentados os princípios de operação, as análises e modelagem matemática, incluindo as não idealidade inerentes aos semicondutores utilizados. Complementarmente, são determinados os esforços de tensão e de corrente para obtenção das perdas e do rendimento teórico. Foram construídos protótipos de 450 W e 190 W, respectivamente, os quais foram testados em malha aberta usando um gerador de pulsos de dois canais, com sinais defasados em 180° entre si. As formas de onda e as grandezas elétricas são comparadas com a simulação computacional e com os valores obtidos pelo equacionamento matemático, atestando o correto funcionamento e a conformidade de resultados, além de comprovar as qualidades destacadas. Beneficiando-se da propriedade de seguimento de tensão, ambos os conversores propostos, além de uma terceira topologia, um *boost interleaved*, foram utilizados como interface de sistemas fotovoltaicos e um barramento CC, realizando o rastreamento do ponto de máxima potência com programação baseada no método perturba e observa (P&O). São apresentados resultados do MPPT para variações da irradiância incidente e da temperatura, de forma individual e conjunta, pois esses fatores climáticos são responsáveis por diferentes efeitos no funcionamento do sistema. Para todos os casos, os conversores apresentam rápida transição e operação estável.

Palavras-chave: conversor de alto ganho; conversor CC-CC; seguidor de tensão; modulação por frequência de comutação; energia solar fotovoltaica; MPPT.

ABSTRACT

TONOLO, Édwin Augusto. DC-DC high gain *interleaved* converters based on the SC-PFM switching cell without current sensor for photovoltaic systems. 236 f. Tese de doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2024.

In this work, a switching cell with pulse frequency modulation (SC-PFM) integrated with coupled inductors and an input inductor operating in continuous conduction mode (CCM) with low current ripple and providing high static gain is employed. Converters based on SC-PFM have the characteristic of being voltage followers, whose behavior allows the development of a control system or a maximum power point track (MPPT) without the need to use a current sensor, a component that increases complexity and cost. Other important features are soft switching for a wide switching frequency range, the diodes block without reverse recovery losses, it requires few components and the output voltage ripples do not cause an impact on the input current. Based on the SC-PFM, two converters were developed, the first one is an *interleaved boost-flyback* type (IBFC-PFM), and the second one is an *interleaved flyback* (IFC-PFM), a non-isolated option, and an isolated. The principles of operation, analysis, and mathematical modeling are presented, including the non-idealities inherent to the used semiconductors. Additionally, voltage and current stresses are determined to obtain theoretical losses and efficiency. Prototypes of 450 W and 190 W were built, respectively, which were tested in open loop using a two-channel pulse generator, with a 180-degree phase shift. The waveforms and electrical measures are compared with the computer simulation and with the values obtained by mathematical equations, attesting to the correct functioning and conformity of results, in addition to proving the highlighted qualities. Benefiting from the voltage follower property, both proposed converters, in addition to a third topology, an *interleaved boost* converter, were used as an interface between photovoltaic systems and a DC bus, tracking the maximum power point with a perturb and observe (P&O) based programming. The MPPT results are presented for variations in incident irradiance and temperature, individually and mutually, as these climatic factors are responsible for different effects on the system functioning. In all cases, the converters present fast transition and stable operation.

Keywords: High gain converter; DC-DC converter; voltage follower; pulse frequency modulation; photovoltaic solar energy; MPPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Classificação das diversas técnicas para elevação de tensão em conversores CC-CC.	24
Figura 2 – Técnicas mais populares de MPPT para sistemas fotovoltaicos.	25
Figura 3 – Representação geral de um conversor.	31
Figura 4 – Representação da tensão de entrada e saída em conversores CC-CC.	33
Figura 5 – Conversor CC-CC <i>boost</i> convencional.	35
Figura 6 – Estados topológicos do conversor <i>boost</i>	35
Figura 7 – Conversor <i>boost interleaved</i> . (a) Dois estágios; (b) Quatro estágios.	37
Figura 8 – Conversor <i>boost interleaved</i> . (a) Convencional; (b) Modificado.	38
Figura 9 – Conversor <i>boost interleaved</i> em cascata.	38
Figura 10 – Conversor <i>boost interleaved</i> modificado com quatro interruptores sem sensor de corrente.	39
Figura 11 – Conversor <i>boost interleaved</i> diferencial.	39
Figura 12 – Conversor <i>boost interleaved</i> modificado com célula ressonante.	40
Figura 13 – Conversor <i>boost interleaved</i> de alto ganho com MPPT híbrido.	40
Figura 14 – Conversor <i>boost interleaved</i> com capacitor de elevação de tensão em conjunto com uma célula multiplicadora de tensão.	41
Figura 15 – Conversor <i>flyback</i> convencional.	42
Figura 16 – Conversor <i>flyback</i> modificado bidirecional.	42
Figura 17 – Conversor <i>flyback interleaved</i> em meia ponte.	43
Figura 18 – <i>Snubber</i> não dissipativo para conversor <i>flyback</i>	43
Figura 19 – Conversor <i>flyback</i> convencional sem ondulação da corrente de entrada.	44
Figura 20 – Conversor <i>flyback interleaved</i> com ponte completa.	44
Figura 21 – Conversor <i>flyback</i> com dois interruptores e <i>snubber</i> passivo sem perdas.	45
Figura 22 – Conversor <i>flyback</i> duplo.	45
Figura 23 – Conversor CC-CC de ganho ultra alto com célula multiplicadora de tensão.	49
Figura 24 – Conversor CC-CC <i>interleaved</i> de alto ganho com célula multiplicadora de tensão adicionada ao transformador.	50
Figura 25 – Conversor de alto ganho modificado com apenas um interruptor.	50
Figura 26 – Conversor <i>boost-flyback</i> convencional.	51
Figura 27 – Conversor <i>boost-flyback</i> duplo.	52
Figura 28 – Conversor <i>boost-flyback</i> com célula LD para redução do estresse de tensão no interruptor.	53
Figura 29 – Conversor <i>boost-flyback</i> com células <i>interleaved</i> generalizadas.	53
Figura 30 – Conversor <i>boost-flyback</i> com uma célula dobradora de tensão.	54
Figura 31 – Conversor <i>boost-flyback</i> com célula dobradora de tensão.	54
Figura 32 – Conversor <i>boost-flyback</i> de alto ganho com célula multiplicadora de tensão quase ressonante.	55
Figura 33 – Conversor <i>boost-flyback/flyback</i> híbrido.	55

Figura 34 – Sistemas fotovoltaicos de baixa potência. (a) Garagem solar e (b) residência.	57
Figura 35 – Energia Solar Fotovoltaica – Capacidade Global e Adições Anuais.	58
Figura 36 – Curva I-V (vermelho) e P-V (azul) de um módulo fotovoltaico.....	60
Figura 37 – Variação da radiação solar para diferentes condições climáticas.	61
Figura 38 – Variação da temperatura para diferentes condições climáticas.....	61
Figura 39 – Módulo fotovoltaico com diferentes níveis de irradiância. (a) I-V; (b) P-V.	62
Figura 40 – Módulo fotovoltaico com diferentes níveis de temperatura. (a) I-V; (b) P-V.	62
Figura 41 – Máximos locais decorrentes de sombreamento parcial. (a) Dois máximos locais; (b) Quatro máximos locais.	63
Figura 42 – Fluxograma do MPPT com programação por P&O.....	64
Figura 43 – Fluxograma do MPPT com programação por condutância incremental.....	65
Figura 44 – Variações topológicas. (a) SC-PFM A; (b) SC-PFM B.	70
Figura 45 – Conversor <i>boost-flyback interleaved</i> desenvolvido a partir da célula de comutação.	71
Figura 46 – Aspectos do conversor proposto.	73
Figura 47 – Indutância de magnetização. (a) Vista pelos enrolamentos primários individualmente; (b) vista pelos dois enrolamentos do primário em série.	73
Figura 48 – Estados topológicos do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	75
Figura 49 – Principais formas de onda do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	76
Figura 50 – Análise das tensões nos componentes do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> . ..	79
Figura 51 – Normalização das tensões de saída das células <i>boost</i> e <i>flyback</i> em função de diferentes relações de transformação.....	80
Figura 52 – Ganho estático dos diferentes conversores em função da razão cíclica.....	84
Figura 53 – Representação da corrente de roda livre durante a etapa 6.	85
Figura 54 – Normalização da ondulação da corrente no indutor de entrada.	88
Figura 55 – Normalização da potência dissipada por condução no indutor de entrada.	89
Figura 56 – Normalização da potência dissipada no núcleo do indutor de entrada.	91
Figura 57 – Normalização da potência dissipada por um enrolamento do primário dos indutores acoplados.	93
Figura 58 – Normalização da potência dissipada por um enrolamento do secundário dos indutores acoplados.	95
Figura 59 – Normalização da potência dissipada no núcleo dos indutores acoplados.	96
Figura 60 – Normalização da potência dissipada por condução por um interruptor.	98
Figura 61 – Normalização da potência dissipada por um diodo da célula do <i>boost</i>	101
Figura 62 – Normalização da potência dissipada por um diodo da célula do <i>flyback</i>	102
Figura 63 – Normalização da potência dissipada pelo capacitor do <i>boost</i>	104
Figura 64 – Normalização da potência dissipada por um capacitor do <i>flyback</i>	105
Figura 65 – Estrutura do enrolamento intercalados dos indutores acoplados.	108
Figura 66 – Ondulação de corrente no indutor de entrada em função da frequência de comutação.....	112
Figura 67 – Potência dissipada no núcleo e no enrolamento do indutor de entrada.....	114
Figura 68 – Potência dissipada no núcleo e nos enrolamentos dos indutores acoplados.	116
Figura 69 – Potência dissipada nos interruptores.	117

Figura 70 – Potência dissipada por condução nos diodos do <i>boost</i>	118
Figura 71 – Potência dissipada por condução nos diodos do <i>flyback</i>	119
Figura 72 – Potência dissipada no capacitor da célula <i>boost</i> e nos capacitores da célula <i>flyback</i>	120
Figura 73 – Potência total dissipada pelo conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	121
Figura 74 – Distribuição das perdas do conversor para potência nominal.	122
Figura 75 – Estimativa de rendimento do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	123
Figura 76 – Circuito simulado do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> desenvolvido.	124
Figura 77 – Corrente de entrada e corrente em cada enrolamento do primário dos indutores acoplados.	124
Figura 78 – Corrente no diodo do <i>boost</i> , no diodo do <i>flyback</i> e no interruptor.	125
Figura 79 – Tensão no primário e no secundário dos indutores acoplados.	125
Figura 80 – Tensão no diodo do <i>boost</i> , no diodo do <i>flyback</i> e no interruptor.....	126
Figura 81 – Tensão na saída da célula do <i>boost</i> , na saída de cada célula do <i>flyback</i> e na carga.	126
Figura 82 – Protótipo do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	128
Figura 83 – Medição de corrente. (a) Entrada; (b) Nos dois enrolamentos do primário.....	128
Figura 84 – Corrente de roda livre.	129
Figura 85 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I	129
Figura 86 – Detalhe da comutação do interruptor S_I . (a) Entrada em condução; (b) Bloqueio.	130
Figura 87 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para diferentes frequências de comutação. (a) 200 kHz; (b) 250 kHz; (c) 350 kHz; (d) 400 kHz.....	131
Figura 88 – Tensão nos indutores acoplados. (a) Primário; (b) Secundário.	131
Figura 89 – Tensão no diodo do <i>boost</i> , V_{Db1} , (a) medido e (b) simulado.	132
Figura 90 – Tensão de saída no <i>flyback</i> 1, V_{o1} , tensão de saída no <i>flyback</i> 2, V_{o2} , tensão de saída no <i>boost</i> , V_{o3} , e tensão de saída na carga, V_o no conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	132
Figura 91 – Valor médio e eficaz da corrente nos principais componentes do conversor.	133
Figura 92 – Rendimento do conversor do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> em função da potência de saída para distintos modelos de interruptores.	133
Figura 93 – Ligação para teste de ondulação de tensão na carga.	136
Figura 94 – Tensão de saída com ondulação e corrente fotovoltaica de entrada sem perturbação refletida.....	136
Figura 95 – Comportamento da corrente de entrada para operação com ondulação na tensão de saída. (a) Pico inferior da tensão de saída(λ); (b) Pico superior da tensão de saída (γ).....	137
Figura 96 – Tensão de saída em função da frequência de comutação para diferentes cargas.	138
Figura 97 – Conversor <i>flyback interleaved</i> desenvolvido a partir da célula de comutação. ..	143
Figura 98 – Aspectos do conversor <i>flyback interleaved</i> proposto.....	145
Figura 99 – Estados topológicos do conversor <i>flyback interleaved</i>	146
Figura 100 – Principais formas de onda do conversor <i>flyback interleaved</i>	147
Figura 101 – Ganho estático dos diferentes conversores em função da razão cíclica.....	152
Figura 102 – Conversor <i>flyback interleaved</i> com o circuito de <i>snubber</i> utilizado.....	161

Figura 103 – Potência total dissipada pelo conversor <i>flyback interleaved</i>	162
Figura 104 – Distribuição das perdas do conversor para potência nominal.	164
Figura 105 – Estimativa de rendimento do conversor <i>flyback interleaved</i>	165
Figura 106 – Circuito simulado do conversor <i>flyback interleaved</i> desenvolvido.	165
Figura 107 – Corrente de entrada e corrente em cada enrolamento do primário dos indutores acoplados.	166
Figura 108 – Corrente no interruptor e no diodo de saída.	166
Figura 109 – Tensão no primário e no secundário dos indutores acoplados.	167
Figura 110 – Tensão no diodo de saída e no interruptor.	167
Figura 111 – Tensão no <i>snubber</i>	168
Figura 112 – Tensão na saída de cada célula e na carga.	168
Figura 113 – Protótipo do conversor <i>flyback interleaved</i>	170
Figura 114 – Corrente de entrada.	170
Figura 115 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para frequência de comutação de 70 kHz.....	171
Figura 116 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para frequência de comutação de 250 kHz. (a) Vários ciclos; (b) Aproximação no instante da comutação.	171
Figura 117 – Tensão nos enrolamentos do primário e do secundário dos indutores acoplados.	172
Figura 118 – Tensão e corrente no diodo de saída.	172
Figura 119 – Tensão no <i>snubber</i>	173
Figura 120 – Tensão de saída em cada célula do <i>flyback</i> e na carga.....	173
Figura 121 – Rendimento do conversor <i>flyback interleaved</i> em função da potência de saída para distintos valores de tensão de entrada.	174
Figura 122 – Tensão de saída com ondulação e corrente de entrada sem perturbação refletida.	176
Figura 123 – Tensão de saída em função da frequência de comutação para diferentes cargas.	176
Figura 124 – Fonte simuladora de arranjo fotovoltaico.	182
Figura 125 – Representação de um gerador fotovoltaico e um conversor CC-CC.	183
Figura 126 – Diagrama de blocos do controle do MPPT.	184
Figura 127 – Simplificação do conversor fotovoltaico desenvolvido a partir de uma fonte e uma resistência variável.	185
Figura 128 – Resistência equivalente do conversor desenvolvido com relação à posição do MPP.	185
Figura 129 – Limite de operação do MPPT com base no cálculo dos ângulos máximo e mínimo.	186
Figura 130 – Limite de operação do MPPT. (a) Temperatura constante; (b) Irradiância constante.	187
Figura 131 – Conversor <i>boost-flyback interleaved</i> e as etapas de operação do MPPT.....	188
Figura 132 – Fluxograma do MPPT proposto para o conversor <i>boost-flyback interleaved</i> ...	189
Figura 133 – Princípio de operação do MPPT proposto.	190
Figura 134 – Protótipo em conjunto com as placas de aquisição de sinal, de controle e dos <i>drivers</i>	191

Figura 135 – Perfil do arranjo fotovoltaico testado no conversor <i>boost-flyback interleaved</i> . (a) I-V; (b) P-V.	192
Figura 136 – MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para perfil de irradiância crescente.	193
Figura 137 – MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para perfil de irradiância decrescente.....	194
Figura 138 – MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para perfil de irradiância aleatório.	195
Figura 139 – MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para perfil de temperatura crescente com irradiância constante de 750 W/m ²	196
Figura 140 – MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para perfil de temperatura crescente com irradiância constante de 1.000 W/m ²	196
Figura 141 – Resposta da tensão, corrente e potência para um aumento de 400 W/m ² na irradiância.	197
Figura 142 – Valores medidos de temperatura e irradiância durante um dia.	198
Figura 143 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura.	199
Figura 144 – Conversor <i>flyback interleaved</i> e as etapas de operação do MPPT.....	200
Figura 145 – Perfil do arranjo fotovoltaico testado no conversor <i>flyback interleaved</i> . (a) I-V; (b) P-V.	202
Figura 146 – MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i> para perfil de irradiância crescente...202	
Figura 147 – MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i> para perfil de irradiância decrescente.	203
Figura 148 – MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i> para perfil de irradiância aleatório....	203
Figura 149 – MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i> para perfil crescente de temperatura.	204
Figura 150 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura para o conversor <i>flyback interleaved</i>	205
Figura 151 – Conversor <i>boost interleaved</i> baseado na SC – SFM.....	206
Figura 152 – Conversor <i>boost interleaved</i> e etapas de operação do MPPT.	207
Figura 153 – Fluxograma do MPPT proposto para o conversor <i>boost interleaved</i>	208
Figura 154 – Protótipo do conversor <i>boost interleaved</i>	209
Figura 155 – Perfil do arranjo fotovoltaico testado no conversor <i>boost interleaved</i> . (a) I-V; (b) P-V.	210
Figura 156 – MPPT do conversor <i>boost interleaved</i> para perfil de irradiância crescente.....	211
Figura 157 – MPPT do conversor <i>boost interleaved</i> para perfil de irradiância decrescente..	211
Figura 158 – MPPT do conversor <i>boost interleaved</i> para perfil de irradiância aleatório.	212
Figura 159 – MPPT do conversor <i>boost interleaved</i> para perfil crescente de temperatura....	212
Figura 160 – Resposta da tensão, corrente e potência para um aumento de 400 W/m ² na irradiância.	213
Figura 161 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura para o conversor <i>boost interleaved</i>	214
Figura 162 – Rendimento do conversor <i>boost-interleaved</i> em função da irradiância.....	215
Figura 163 – Tensão de saída com ondulação e corrente fotovoltaica de entrada sem perturbação refletida.	216

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo do estado de operação dos semicondutores.	78
Tabela 2 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	110
Tabela 3 – Resumo das perdas em cada componente e cálculo do rendimento do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	122
Tabela 4 – Comparação entre valores simulados e calculados para o conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	127
Tabela 5 – Comparação de rendimento entre os modelos de interruptores.	135
Tabela 6 – Comparação entre diferentes topologias e conversores.	140
Tabela 7 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor <i>flyback interleaved</i>	160
Tabela 8 – Corrente média e eficaz nos componentes do conversor <i>flyback interleaved</i>	163
Tabela 9 – Resumo das perdas por componente e cálculo do rendimento do conversor <i>flyback interleaved</i>	163
Tabela 10 – Comparação entre valores simulados e calculados para o conversor <i>flyback interleaved</i>	169
Tabela 11 – Comparação de rendimento entre os para diferentes tensões de entrada.	175
Tabela 12 – Comparação entre topologias de conversores baseados no <i>flyback</i>	178
Tabela 13 – Principais parâmetros elétricos da fonte simuladora de painéis fotovoltaicos. ..	182
Tabela 14 – Parâmetros do protótipo do conversor <i>boost-flyback interleaved</i> para os testes de MPPT.	191
Tabela 15 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	192
Tabela 16 – Parâmetros do protótipo do conversor <i>flyback interleaved</i> para os testes de MPPT.	201
Tabela 17 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor <i>flyback interleaved</i>	201
Tabela 18 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor <i>boost interleaved</i>	209
Tabela 19 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor <i>boost interleaved</i>	210
Tabela 20 – Rendimento ponderado do conversor <i>boost interleaved</i>	215
Tabela 21 – Comparação entre diferentes modelos de conversores <i>boost interleaved</i>	217

LISTA DE SIGLAS

AM	<i>Air mass</i> – Massa de ar
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CA-CA	Conversão de energia de corrente alternada para corrente alternada
CA-CC	Conversão de energia de corrente alternada para corrente contínua
CC-CA	Conversão de energia de corrente contínua para corrente alternada
CC-CC	Conversão de energia de corrente contínua para corrente contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> – Modo de Condução Contínua
CFV	Célula fotovoltaica
CI	Circuito integrado
DSP	<i>Digital signal processor</i> – Processador digital de sinais
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> – Modo de Condução Descontínua
EMI	Electromagnetic Interference – Interferência Eletromagnética
GD	Geração distribuída
IC	<i>Incremental conductance</i> – Condutância incremental
I-V	Curva de corrente por tensão do módulo fotovoltaico
MFV	Módulo fotovoltaico
MPP	<i>Maximum power point</i> – Ponto de máxima potência
MPPT	<i>Maximum power point tracker</i> – Rastreador do ponto de máxima potência
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de efeito de campo semicondutor de óxido de metal
NOCT	<i>Nominal Operating Cell Temperature</i> – Temperatura nominal de operação da célula
PFC	<i>Power factor correction</i> – Correção do fator de potência
P&O	<i>Perturb and observe</i> – Perturba e observa
P-V	Curva de potência por tensão do módulo fotovoltaico
PV	Fotovoltaico
PFM	<i>Pulse Frequency Modulation</i> – Modulação por frequência de pulso

SC	<i>Switching cell</i> – Célula de comutação
SFV	Sistema fotovoltaico
STC	<i>Standard Test Conditions</i> – Condições padrão de teste
THD	<i>Total harmonic distortion</i> – Distorção harmônica total
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i> – Fonte de alimentação ininterrupta
W	Watt
W _P	Watt pico
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> – Comutação sob corrente nula
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> – Comutação sob tensão nula

LISTA DE SÍMBOLOS

A_c	Área da secção transversal do núcleo [m ²]
B_{max}	Densidade magnética máxima [T]
°C	Graus Celsius
C_D	Capacitância intrínseca dos diodos [F]
C_o	Capacitor ou capacitância de saída [F]
C_S	Capacitância intrínseca dos interruptores [F]
D	<i>Duty cycle</i> – Razão cíclica
D_1 e D_2	Diodos
D_{b1} e D_{b2}	Diodos
D_{f1} e D_{f2}	Diodos
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor L [A]
ΔT_s	Variação do período de comutação [s]
δ	Razão cíclica efetiva do conversor
f_e	Frequência de comutação efetivo [Hz]
f_s	Frequência de comutação [Hz]
I_{sc}	Corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico [A]
i_D	Corrente instantânea no diodo [A]
i_{D_p}	Valor de pico da corrente no diodo [A]
i_{D_m}	Valor médio da corrente no diodo [A]
i_i	Corrente instantânea de entrada [A]
I_i	Valor eficaz da corrente de entrada [A]
i_L	Corrente instantânea no indutor L [A]
I_L	Valor médio da corrente no indutor L [A]
i_{L_MAG}	Corrente instantânea no indutor de magnetização [A]
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico [A]
I_{p_ef}	Valor eficaz da corrente no enrolamento primário dos indutores acoplados [A]
I_{s_ef}	Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário dos indutores acoplados [A]

i_o	Corrente instantânea na carga [A]
I_o	Valor eficaz da corrente na carga [A]
I_{rl}	Corrente de roda livre [A]
i_s	Corrente instantânea no interruptor [A]
$I_{S_{pico}}$	Valor de pico da corrente no dispositivo comutador [A]
$i_{S_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no dispositivo comutador [A]
L	Indutor ou indutância de entrada [H]
L_{LK}	Indutância de dispersão [H]
L_M	Indutância de magnetização de um enrolamento dos indutores acoplados [H]
l_L	Comprimento do condutor [m]
L_{MAG}	Indutância de magnetização vista pelos dois enrolamentos primários dos indutores acoplados em série [H]
$N_1, N_2...$	Enrolamentos do indutor acoplado
n	Relação de transformação
n_{voltas}	Número de voltas do enrolamento
$P_{D_{cond}}$	Potência dissipada pelo diodo [W]
P_i	Potência de entrada [W]
$P_{L_{cond}}$	Perdas por condução no indutor [W]
P_{mpp}	Potência no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico [W]
$P_{P_{ef}}$	Potência dissipada por um enrolamento do primário dos indutores acoplados [W]
$P_{S_{ef}}$	Potência dissipada por um enrolamento do secundário dos indutores acoplados [W]
P_o	Potência de saída ou na carga [W]
$P_{S_{cond}}$	Potência dissipada pelo interruptor [W]
P_{nucleo}	Perdas no núcleo de componentes magnéticos
$P_{steinmetz}$	Perdas no núcleo de componentes calculado pelo método de Steinmetz
$P_{N_{cond}}$	Perdas por condução no enrolamento do indutor acoplado [W]
ρ_{nucleo}	Densidade do núcleo magnético [kg/m ³]
$R_{DS_{on}}$	Resistência entre dreno e fonte do interruptor [Ω]

R_e	Resistência equivalente [Ω]
R_o e R_L	Resistor ou resistência de carga [Ω]
R_{PV}	Resistência fotovoltaica do conversor [Ω]
S1 e S2	Interruptores
t_{i1}	Intervalo de tempo que afeta a comutação [s]
T_s	Período de comutação [s]
$t_0, t_1, \dots$	Momento dentro do período de comutação
$v_{Ab}, v_{L_{MAG}}$	Valor da tensão instantânea no indutor de magnetização ou entre os pontos A e B [V]
V_{AB}	Tensão entre os pontos A e B [V]
V_{sec}	Tensão no enrolamento secundário do indutor acoplado [V]
v_D	Valor instantâneo da tensão no diodo [V]
V_{F_b}	Tensão no diodo do <i>boost</i> [V]
V_{F_f}	Tensão no diodo do <i>flyback</i> [V]
V_e	Volume do núcleo [m ³]
V_i	Valor médio da tensão de entrada [V]
v_L	Tensão instantânea no indutor L [V]
V_L	Valor médio da tensão no indutor L [V]
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico [V]
V_o	Valor médio da tensão na saída ou na carga [V]
V_{oc}	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico [V]
V_{oi}	Valor médio da tensão nas múltiplas saída, sendo $i=1, 2$ e 3 [V]
V_{pri}	Tensão no enrolamento primário do indutor acoplado [V]
V_{sec}	Tensão no enrolamento secundário do indutor acoplado [V]
v_s	Tensão instantânea no interruptor [V]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	CONVERSORES CC-CC ELEVADORES	22
1.2	RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	24
1.3	JUSTIFICATIVA	26
1.4	OBJETIVOS	27
1.4.1	Objetivo Geral.....	27
1.4.2	Objetivos Específico	28
1.5	CONTRIBUIÇÕES.....	28
1.5.1	Publicações	28
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	29
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	31
2.1	CONVERSORES.....	31
2.1.1	Conversores CC-CC.....	32
2.1.1.1	Conversores CC-CC não isolados.....	34
2.1.1.1.1	Conversor elevador <i>boost</i> convencional	34
2.1.2	Conversor <i>interleaved</i>	36
2.1.2.1	Conversor <i>boost interleaved</i>	37
2.1.2.2	Conversor <i>flyback interleaved</i>	41
2.1.3	Conversores de alto ganho	46
2.1.3.1	Conversor <i>boost-flyback</i>	51
2.2	ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	56
2.2.1	Sistemas fotovoltaicos	58
2.2.1.1	Módulos fotovoltaicos	58
2.2.1.2	Rastreador do ponto de máxima potência	63
2.3	CONCLUSÃO	68
3	CONVERSOR <i>BOOST-FLYBACK INTERLEAVED</i> DE ALTO GANHO	70
3.1	APRESENTAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO	70
3.2	APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR	71
3.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	72
3.3.1	Não idealidades	84
3.3.2	Correção da corrente de entrada	85
3.4	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES	86
3.4.1	Ondulação de corrente no indutor de entrada	87
3.4.2	Esforços e perdas no indutor de entrada	88
3.4.2.1	Condução no indutor de entrada	88
3.4.2.2	Núcleo do indutor de entrada	89
3.4.3	Esforços e perdas nos indutores acoplados	92
3.4.3.1	Enrolamento do primário	92
3.4.3.2	Enrolamento do secundário.....	93
3.4.3.3	Núcleo dos indutores acoplados.....	95
3.4.4	Esforços e perdas nos interruptores	96
3.4.4.1	Perdas por condução	97
3.4.4.2	Perdas por comutação	99
3.4.4.3	Perdas por capacitor intrínseco	99
3.4.5	Esforços e perdas nos diodos do <i>boost</i>	100

3.4.6	Esforços e perdas nos diodos do <i>flyback</i>	101
3.4.7	Ondulação de tensão, esforços e perdas no capacitor do <i>boost</i>	103
3.4.8	Ondulação de tensão, esforços e perdas nos capacitores do <i>flyback</i>	104
3.5	CONCLUSÃO	106
4	OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>BOOST-FLYBACK INTERLEAVED</i> DE ALTO GANHO	107
4.1	CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	107
4.1.1	Indutor de entrada	107
4.1.2	Indutores acoplados	108
4.1.3	Interruptores	109
4.1.4	Diodos	109
4.1.5	Capacitores.....	109
4.2	DEFINIÇÃO DE PROJETO DO CONVERSOR.....	109
4.3	CÁLCULO DA ONDULAÇÃO E ESTIMATIVA DE PERDAS	110
4.3.1	Ondulação da corrente de entrada.....	111
4.3.2	Perdas no indutor de entrada.....	112
4.3.2.1	Perdas no enrolamento do indutor de entrada.....	112
4.3.2.2	Perdas no núcleo do indutor de entrada	113
4.3.2.3	Perdas totais do indutor de entrada	113
4.3.3	Perdas nos indutores acoplados	114
4.3.3.1	Enrolamentos do primário.....	114
4.3.3.2	Perdas no enrolamento do secundário dos indutores acoplados	115
4.3.3.3	Perdas no núcleo dos indutores acoplados	115
4.3.3.4	Perdas totais nos indutores acoplados.....	116
4.3.4	Perdas nos interruptores	116
4.3.5	Perdas por condução nos diodos do <i>boost</i>	118
4.3.6	Perdas por condução nos diodos do <i>flyback</i>	119
4.3.7	Perdas por condução nos capacitores.....	120
4.3.8	Estimativa total de perdas e rendimento	121
4.4	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	123
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR.....	127
4.5.1	Análise de rendimento e comprovação das características do conversor	133
4.6	COMPARAÇÕES.....	138
4.7	CONCLUSÃO	142
5	CONVERSOR <i>FLYBACK INTERLEAVED</i>.....	143
5.1	APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR	143
5.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	144
5.2.1	Não idealidades	152
5.2.2	Correção da corrente de entrada	153
5.3	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES	154
5.3.1	Ondulação de corrente no indutor de entrada	154
5.3.2	Esforços e perdas no indutor de entrada	154
5.3.3	Esforços e perdas nos indutores acoplados	154
5.3.3.1	Enrolamento do primário	155
5.3.3.2	Enrolamento do secundário.....	155
5.3.4	Esforços e perdas nos interruptores	156
5.3.5	Esforços e perdas nos diodos	156
5.3.6	Ondulação de tensão, esforços e perdas nos capacitores	157
5.3.7	Circuito grampeador ou <i>snubber</i>	158

5.4	CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	158
5.4.1	<i>Snubber</i>	159
5.5	DEFINIÇÃO DE PROJETO DO CONVERSOR.....	160
5.6	CÁLCULO DA ONDULAÇÃO E ESTIMATIVA DE PERDAS	161
5.6.1	Ondulação da corrente de entrada.....	162
5.6.2	Cálculo da estimativa total de perdas, valor médio e eficaz da corrente e rendimento	162
5.7	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	165
5.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR.....	169
5.8.1	Análise de rendimento e comprovação das características do conversor	173
5.9	COMPARAÇÕES.....	177
5.10	CONCLUSÃO	179
6	MPPT PARA OS CONVERSORES BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO	181
6.1	COMPONENTES E CONSIDERAÇÕES	181
6.1.1	Aquisição de sinais e controle.....	181
6.1.2	Arranjos fotovoltaicos.....	182
6.1.3	Barramento CC	182
6.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MPPT.....	183
6.2.1	Limites de operação do MPPT.....	186
6.3	MPPT PARA CONVERSOR <i>BOOST-FLYBACK INTERLEAVED</i>	187
6.3.1	Definições de projeto para o MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	192
6.3.2	Resultados experimentais do MPPT do conversor <i>boost-flyback interleaved</i>	193
6.4	MPPT PARA CONVERSOR <i>FLYBACK INTERLEAVED</i>	200
6.4.1	Definições de projeto para o MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i>	200
6.4.2	Resultados experimentais do MPPT do conversor <i>flyback interleaved</i>	202
6.5	MPPT PARA CONVERSOR <i>BOOST INTERLEAVED</i>	205
6.5.1	Conversor <i>boost interleaved</i> e princípio de funcionamento do MPPT	206
6.5.2	Definições de projeto para o MPPT do conversor <i>boost interleaved</i>	208
6.5.3	Resultados experimentais do MPPT do conversor <i>boost interleaved</i>	210
6.5.4	Resultados experimentais do conversor <i>boost interleaved</i>	216
6.6	COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS	217
6.7	CONCLUSÃO	218
7	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	220
7.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	222
	REFERÊNCIAS	224
	APÊNDICES	232
	APÊNDICE A – INDUTORES ACOPLADOS	233
	APÊNDICE B – INDUTOR DE ENTRADA	234
	APÊNDICE C – CORREÇÃO DA EQUAÇÃO DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO NA CARGA.....	235

1 INTRODUÇÃO

A energia é uma necessidade crítica em todos os empreendimentos humanos, assim, a capacidade e a flexibilidade da eletrônica moderna devem ser utilizadas para garantir que chegue aos usuários de forma confiável e eficiente (RASHID, 2011).

A eletrônica de potência é a tecnologia associada à conversão, controle e condicionamento eficientes de energia elétrica por meios estáticos, desde sua forma de entrada disponível, até a forma de saída elétrica desejada (WILSON, 2000). O objetivo da eletrônica de potência é controlar o fluxo de energia de uma fonte elétrica para uma carga elétrica, sempre com alto rendimento, alta disponibilidade, alta confiabilidade, e com tamanho, peso e custos reduzidos (WILSON, 2000).

É essencial considerar como os circuitos e sistemas eletrônicos podem ser aplicados, tanto nos desafios de conversão quanto no gerenciamento da energia. Essa é a estrutura da eletrônica de potência, uma área da ciência definida em termos de conversão de energia elétrica, aplicações e dispositivos eletrônicos (RASHID, 2011).

O crescimento e desenvolvimento da eletrônica de potência não foi gradativo e nem ordenado. Os momentos cruciais que trouxeram as mudanças mais dramáticas na área, foram imprevisíveis (WILSON, 2000). Paralelamente à evolução dos semicondutores de potência, a microeletrônica avançava rapidamente com variadas técnicas de processamento e fabricação de materiais, embalagens, caracterização de dispositivos, modelagem e simulação. Gradualmente, dispositivos baseados em microeletrônica, como microcomputadores e *chips* de CI (circuito integrado) tornaram-se a espinha dorsal do sistema de controle eletrônico de potência (BRUSSO e BOSE, 2014).

CI's de baixa potência disponibilizavam o cérebro e a inteligência ao controle dos dispositivos semicondutores de alta potência, além disso, a introdução de microprocessadores tornou possível aplicar a teoria de controle. Assim, o crescimento nas aplicações eletrônicas de potência foi notável, devido à introdução de dispositivos de comutação mais rápidos, suportando altas temperaturas e potência, juntamente com a utilização de algoritmos avançados de controle digital (BATARSEH E HARB, 2018).

A revolução da microeletrônica proporcionou a capacidade de processar uma enorme quantidade de informações em uma velocidade incrível. A revolução da

eletrônica de potência, por sua vez, permite a modelagem e o controle de grandes quantidades de energia com eficiência e rendimento cada vez maiores. Essa evolução abriu uma nova era para a eletrônica de potência, cobrindo praticamente todas as áreas relacionadas à energia (RASHID, 2014) (RASHID, 2018).

Esta introdução trata do tema proposto na presente tese de doutorado, iniciando com a explicação da evolução da eletrônica de potência e dos conversores de potência. Dando continuidade, são apresentadas as necessidades de utilização de conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) elevadores em sistemas renováveis de geração de energia, principalmente a solar fotovoltaica.

Posteriormente, é esclarecida a necessidade do uso de um rastreador do ponto de máxima potência (*maximum power point tracker* – MPPT), dadas as variações das condições climáticas as quais os módulos fotovoltaicos estão constantemente submetidos, além da exemplificação das técnicas mais comumente utilizadas. A introdução também aborda o uso de MPPTs sem sensores de corrente.

1.1 CONVERSORES CC-CC ELEVADORES

Com a introdução dos dispositivos semicondutores comutadores, na década de 1950, os conversores CC-CC elevadores obtiveram avanços de desempenho, tendo seu uso alavancado na década de 1960, quando esses componentes se tornaram comercialmente disponíveis (FOROUZESH et al 2017).

A ascensão das indústrias aeroespacial e de telecomunicações ampliaram ainda mais os limites da pesquisa de conversores, especialmente em aplicações nas quais rendimento, densidade de potência e peso eram requisitos fundamentais. Com melhorias e evoluções ano a ano, os conversores de energia proporcionaram alternativas para o campo da engenharia elétrica (FOROUZESH et al 2017) (RAGHAVENDRA et al 2020).

Não é apenas necessário o desenvolvimento de conversores com classificação de potência cada vez mais altas, mas as crescentes demandas por maior rendimento também estão impulsionando a tecnologia de semicondutores de potência. A melhoria do rendimento pode estar relacionada à redução das perdas de condução e de comutação em dispositivos semicondutores de potência (BOSE 2019).

Os conversores CC-CC são usados em muitas aplicações industriais e comerciais, como veículos elétricos, sistemas de energia renovável, equipamentos aeroespaciais etc. Em muitas delas, espera-se que esses equipamentos forneçam a regulação necessária da tensão de

saída. Devido ao seu crescente escopo de utilização, esses dispositivos estão se tornando um assunto de crescente interesse, podendo ser encontradas muitas topologias diferentes (GOPI e SREEJITH, 2018) (JIANG et al 2018) (RAGHAVENDRA et al 2020) (ABDELMALEK et al, 2021).

De forma sucinta, os conversores CC-CC são utilizados para adaptar os níveis de tensão e corrente entre as fontes e as cargas, garantindo uma baixa perda de potência durante o processo. Essas características os tornam adequados para várias aplicações que vão desde dispositivos portáteis de baixa potência até aplicações estacionárias (HANNAN et al 2019) (ABDELMALEK et al, 2021) (FOROUZESH et al 2017).

Buscando diminuir a dependência de combustíveis fósseis, as fontes de energia renovável tornam-se alternativas para a geração de energia limpa e confiável. Dentre ela, pode-se destacar a eólica e a solar. Como característica, os níveis de tensão da maioria dos módulos fotovoltaicos são baixos, variando entre 20 e 50 V (volts), não sendo compatível com a maioria das aplicações (CHOUDHURY et al 2019) (KIRAN et al 2020) (KANATHIPAN e LAM 2021).

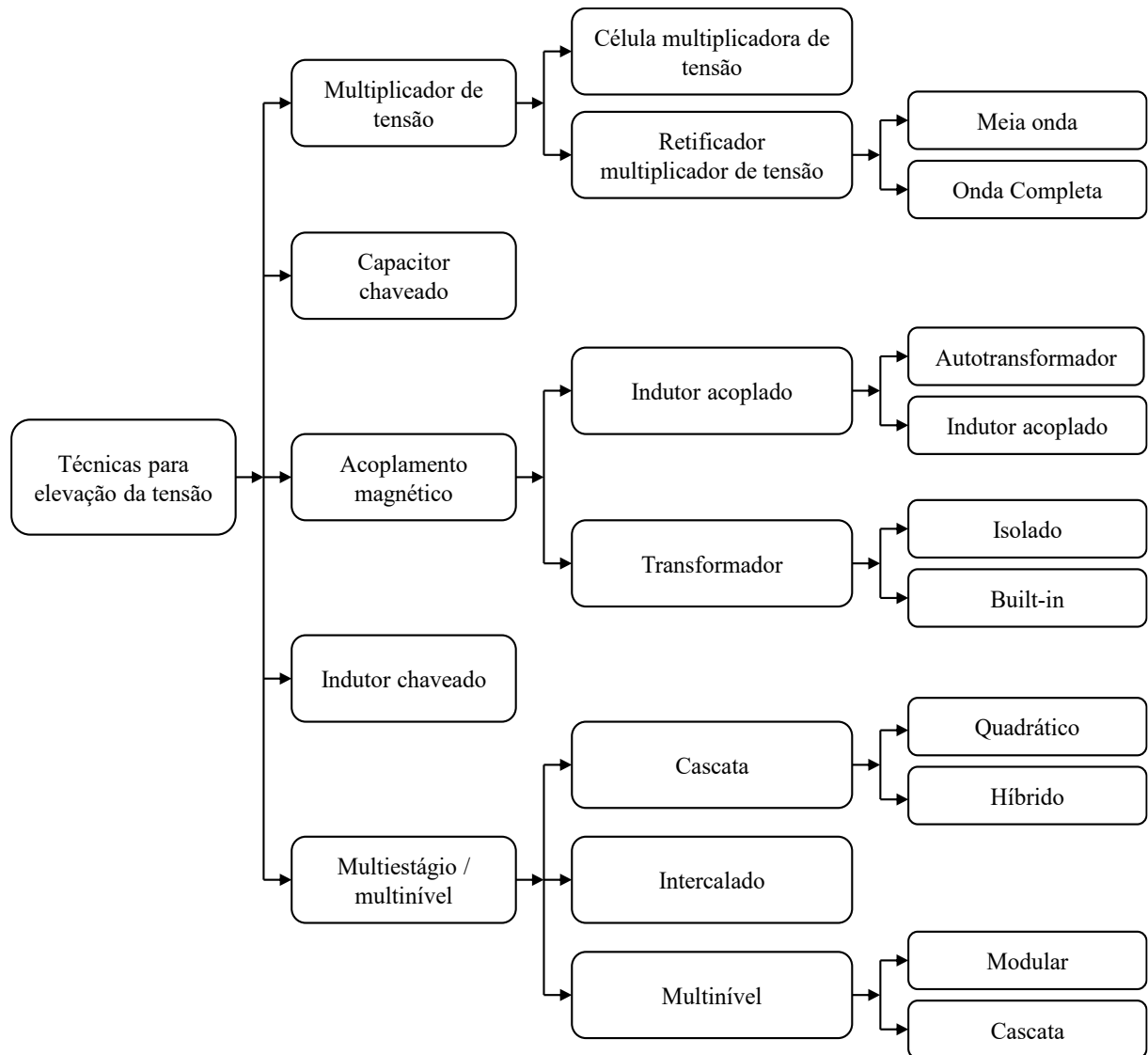
Como consequência das baixas tensões geradas, e a fim de satisfazer a demanda, é necessário o condicionamento da energia fotogerada, em que um conversor CC-CC elevador pode ser empregado para aumentar a tensão para o nível desejado (CHOUDHURY et al 2019) (KIRAN et al 2020) (KANATHIPAN e LAM 2021).

Portanto, os conversores CC-CC são uma parte necessária para que se possa conectar os módulos ou arranjos fotovoltaicos a dispositivos de armazenamento de energia, barramento CC ou carga CC. Na Figura 1, estão representadas as principais técnicas utilizadas em conversores CC-CC para obter elevação da tensão (AGHDAM e ABAPOUR, 2016) (HEIDARI et al 2020) (HU et al 2020).

Diversos trabalhos utilizando distintas técnicas para elevação de tensão têm sido propostos na literatura, visando aperfeiçoar as questões-chave como ganho estático, estresse de tensão nos semicondutores, rendimento, capacidade de potência e muitos outros aspectos. Essas técnicas têm suas próprias vantagens e desvantagens e devem ser selecionadas com base na aplicação e nos requisitos (TOFOLI et al 2015) (SIWAKOTI e BLAABJERG, 2017) (HU et al 2020).

Além dos ajustes no nível de tensão, os conversores empregados nos sistemas de geração solar são responsáveis pelo MPPT. Para isso, são integrados com um circuito de controle, visando garantir que o gerador fotovoltaico opere em seu ponto de potência máxima (AGHDAM e ABAPOUR, 2016) (ZHONG e HORNIK, 2013) (LUTZ et al, 2018).

Figura 1 – Classificação das diversas técnicas para elevação de tensão em conversores CC-CC.



Fonte: FOROUZESH et al, 2017.

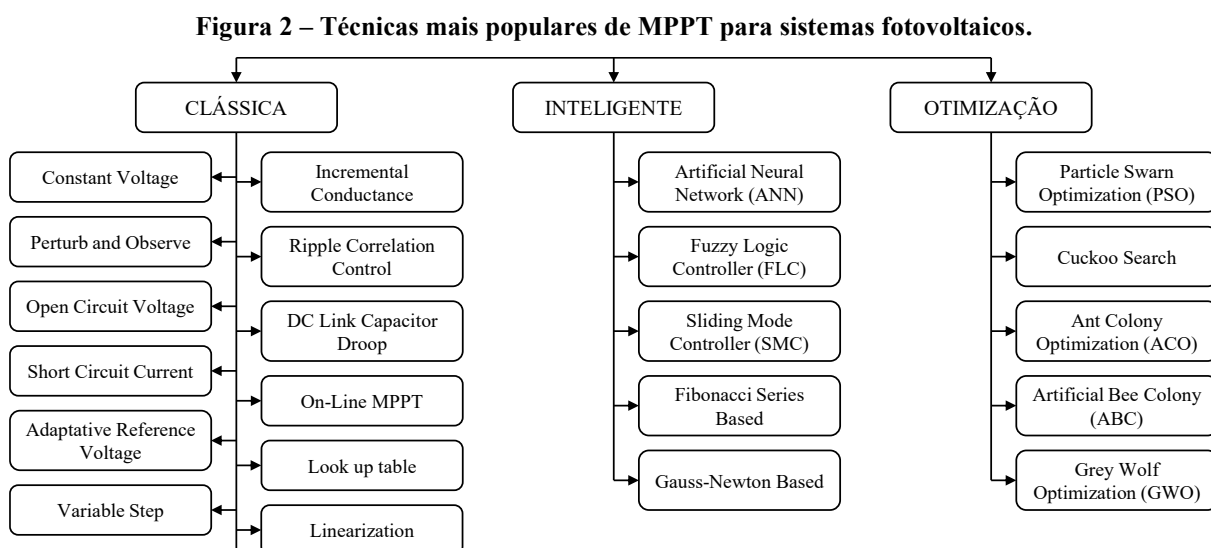
1.2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

As condições do ambiente, principalmente a radiação solar e a temperatura, influenciam significativamente na geração de energia dos módulos fotovoltaicos. Devido à variação de um ou ambos os fatores, os níveis de tensão e de corrente disponibilizados por um sistema solar fotovoltaico pode variar. Com o propósito de alcançar uma operação eficiente, além do conversor CC-CC anteriormente apresentado, é preciso ter controle sobre o ponto de operação do gerador fotovoltaico, garantindo que convirja para o ponto de máxima potência. (ALI et al 2021) (MOHAPATRA et al 2020) (RAGHAVENDRA et al 2020). (KRISHNAN et al 2019) (ALHARBI et al 2020).

Os módulos fotovoltaicos possuem pontos de máxima potência (MPP) e o MPPT é a

forma automática de controle para captar essa potência de pico sob diferentes condições ambientais. Dessa forma, o rastreamento do ponto de máxima potência é necessário para que busque a maior geração possível da energia solar fotovoltaica, independentemente das variações das condições climáticas (DASH et al 2020) (MOHAPATRA et al 2020) (KRISHNAN et al 2019) (BENDIB et al, 2015).

O conversor é controlado pelas ações do MPPT. Para isso, diferentes tipos de algoritmos estão disponíveis para o sistema fotovoltaico, como o perturba e observa (P&O), condutância incremental, fuzzy, algoritmo genético, entre outras técnicas resumidas na Figura 2 (ALI et al 2021) (KRISHNAN et al 2019) (BENDIB et al, 2015) (BOLLIPO et al 2020) (RAO et al 2022).



Fonte: BOLLIPO et al, 2020.

Em grande parte dos casos, é necessária a medição da corrente fotogerada neste tipo de conversor, pois a maior parte das técnicas de MPPT necessita dos parâmetros elétricos do gerador fotovoltaico. Todavia, pesquisas recentes estão trabalhando com projetos sem esses sensores (KANATHIPAN e LAM 2021) (HUSSAIN et al 2020).

O sensoriamento da tensão é simples, no entanto, o da corrente, com exceção do resistor *shunt*, requer o uso de componentes que exigem fontes de alimentação adicionais para operar, o que resulta em um sistema maior, mais complexo e com um custo mais elevado (KANATHIPAN e LAM 2021). Buscando contornar as dificuldades impostas pelos sensores de corrente, vários trabalhos discutem técnicas de MPPT a partir do uso de sensores de irradiância, de temperatura, medidores de tensão adicionais, entre outros, o que também impõem a necessidade de fontes de alimentação e circuito adicionais (KANATHIPAN e LAM

2021) (HUSSAIN et al 2020).

1.3 JUSTIFICATIVA

A demanda por energia, particularmente a elétrica, está em constante expansão no mundo todo, devido ao aumento populacional, melhora dos padrões de vida humano e aumento das atividades industriais (RASHID, 2014) (KANNAN e VAKEESAN 2016) (LUCENÓ-SÁNCHEZ et al 2019).

A industrialização e o desenvolvimento econômico são historicamente associados à capacidade do ser humano de aproveitar os recursos naturais de energia para melhorar sua condição. Assim, duas revoluções industriais ocorreram nos séculos XVIII e XIX, momentos nos quais recursos naturais como carvão e petróleo, respectivamente, foram amplamente explorados para gerar níveis de energia muito além do que se poderia alcançado pelo ser humano ou pela força animal. Além disso, as comunidades se expandem e migram para espaços antes desabitados, aumentando assim a demanda de energia em geral (LISERRE et al, 2010) (RABAIA et al 2021).

Mais de dois séculos de industrialização explorando recursos energéticos não renováveis e de origem fóssil (petróleo, carvão e gás), geraram efeitos colaterais indesejáveis, como poluição, aquecimento global, alteração climática, alto consumo de água, entre outros danos ao meio ambiente (LISERRE et al, 2010) (VURAL 2021) (LUCENÓ-SÁNCHEZ et al 2019).

Há dificuldade na busca por uma solução para equilibrar o crescimento econômico sustentável e os danos ambientais. Ao longo das últimas décadas, a segurança energética e a sustentabilidade ambiental tornaram-se um dos desafios econômicos mais relevantes. Atender à demanda global de energia agora é o principal desafio para a industrialização sustentável (BASHA e RANI 2020) (VURAL 2021) (DASH et al 2020).

Portanto, é necessário reduzir o consumo de recursos não renováveis, tendo as fontes de energia renováveis um papel fundamental no futuro. Uma fonte de energia segura, ecologicamente correta e eficiente é necessária agora mais do que nunca, para o crescimento de uma sociedade sustentável e saudável (RABAIA et al 2021) (HERNÁNDEZ-CALLEJO et al 2019).

Para alcançar a segurança energética sem comprometer o meio ambiente, as fontes de energia que ajudarão tanto a sustentabilidade quanto as questões ambientais, são as renováveis. Entre elas, as fontes eólica e solar, por exemplo, atingiram a alguns anos a maturidade comercial

e são consideradas soluções eficazes para enfrentar os problemas de poluição associados às fontes não renováveis de geração de energia (BOSE 2019) (HANNAN et al 2019) (ALHARBI et al 2020).

Para que qualquer fonte de energia seja transformada em energia elétrica, é necessário um ou mais equipamentos de conversão. De maneira geral, todas as fontes de energia (renováveis e não renováveis) requerem equipamentos de conversão para que possam ser aproveitadas pelos consumidores (BOSE 2019).

Um dos papéis da eletrônica de potência está na sua utilização em sistemas de geração e conversão de energia. No entanto, existem muitas outras aplicações que podem e têm usado conversores de eletrônica de potência. Não é exagero dizer que quase todas os dispositivos elétricos atualmente contêm algum tipo de conversores de eletrônica de potência (BOSE 2019) (ANDRADE et al 2018).

A eletrônica de potência é baseada em dispositivos semicondutores. Os conversores eletrônicos de potência e controladores são uma parte importante dos equipamentos para geração, entrega e controle de energia elétrica, e seu papel está crescendo rapidamente com a melhoria contínua das tecnologias. Ainda pode-se acrescentar as aplicações em sistemas de redes inteligentes (*smart grids*) e cargas eletrônicas (BOSE 2019) (HANNAN et al 2019).

Outra função importante dos conversores CC-CC é a detecção do MPP, um ajuste do ponto de operação para conformar a operação do sistema às variações climáticas. Para isso são necessários algoritmos de programação de controle e sensores de medição (KUMAR et al 2021).

Atestada a necessidade da utilização de conversores e de sistemas de controle, buscase o desenvolvimento de alternativas simples, compactas, robustas, baratas e de alto rendimento. Adicionalmente para o MPPT, suprimindo o sensor de corrente sem diminuir a qualidade do rastreamento nem restringir a utilização.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 Objetivo Geral

Implementar um sistema de rastreamento do ponto de máxima potência para sistemas fotovoltaicos de baixa potência, dispensando o uso de sensor de corrente, a partir de conversores CC-CC de alto ganho estático baseados em uma célula de comutação controlada por frequência de pulso que apresenta comportamento resistivo.

1.4.2 Objetivos Específico

- Revisar o estado da arte sobre os conversores CC-CC;
- Estudar os diversos métodos de programação de MPPT;
- Propor o equacionamento matemático dos conversores propostos;
- Simular as diferentes topologias estudadas e propostas;
- Ajustar os parâmetros dos conversores para obter os valores de grandezas desejados;
- Simular as topologias de conversor em conjunto com os MPPTs programados;
- Aperfeiçoar as técnicas construtivas de componentes magnéticos;
- Dimensionar e construir os componentes magnéticos;
- Desenvolver a PCB e construir os protótipos;
- Testar, validar os equacionamentos e ajustar os parâmetros e componentes visando aprimorar seu funcionamento experimental;
- Integrar o conversor e o MPPT e comprovar o funcionamento do sistema completo.

1.5 CONTRIBUIÇÕES

Esse trabalho pretende contribuir com o estudo de conversores elevadores CC-CC aplicados como MPPT em sistemas solares fotovoltaicos de baixa potência, sem a utilização de sensor de corrente.

Os conversores são desenvolvidos com base em uma célula de comutação a qual apresenta característica resistiva, em que a corrente de entrada é proporcional ao valor da tensão. A partir disso, é possível eliminar o sensor de corrente e desenvolver o rastreador do ponto de máxima potência apenas com a medição de tensão.

São desenvolvidos dois conversores, uma versão de alto ganho, o *boost-flyback interleaved* e uma versão isolada, o *flyback interleaved*. Esses conversores são integrados ao MPPT, comprovando o funcionamento do sistema conforme projetado.

1.5.1 Publicações

Durante o desenvolvimento da pesquisa, foram publicados dois artigos em periódico, um artigo em congresso e uma colaboração de coautoria:

TONOLO, Édwin Augusto; SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; ROMANELI, Eduardo Félix Ribeiro; BADIN, Alceu André. Current sensorless MPPT with a CCM *interleaved boost* converter for renewable energy system. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, v. 37, n. 9, p. 11296 - 11304, 2022.

TONOLO, Édwin Augusto; SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu André; ALONSO, Jose Marcos. Frequency-modulated high-gain *boost-flyback* DC–DC converter for renewable energy systems. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, v. 71, n. 9, p. 10772-10782, 2024.

TONOLO, Édwin Augusto; SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu André. An interleaved current-fed PFC isolated converter with voltage follower characteristics. ***In: 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)***. IEEE, 2023, Florianopolis. p. 1-6.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; TONOLO, Édwin Augusto; FERNANDES, Leonardo Göbel, BADIN, Alceu André. Current sensorless boost-type power factor correction by integrating SC-PFM and vienna rectifier with input continuous conduction. ***In: 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)***. IEEE, 2023, Florianopolis. p. 1-6.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Neste capítulo, foi introduzido o tema proposto para esse trabalho, os conversores CC-CC elevadores e MPPT para sistemas fotovoltaicos. Também foram descritas a justificativa, os objetivos, tanto gerais como específicos, as contribuições e, por fim, os artigos publicados.

No Capítulo 2, é descrita a fundamentação teórica, além dos conceitos e topologias clássicas de conversores CC-CC que servem como base para o trabalho desenvolvido. Em seguida, são introduzidos os conversores *interleaved* e de alto ganho, mais especificamente abordando os conversores *boost* e *boost-flyback*. Finalmente, são explicados os conceitos de energia solar fotovoltaica, e realizada uma descrição sobre MPPT, sua aplicação e as principais técnicas de programação.

No capítulo 3, é introduzido o conceito de uma célula de comutação. Um conversor *boost-flyback interleaved* de alto ganho é proposto, sendo baseado nessa célula de comutação,

em que muitas de suas características são herdadas, os quais são os atributos principais do trabalho. É descrito o conversor, desenvolvido o equacionamento geral, demonstrados os princípios de operação e as relações entre cada componente utilizado, bem como os esforços de tensão e de corrente e as perdas em cada um deles.

A partir de todo o desenvolvimento teórico construído, no capítulo 4 são descritas as considerações para o projeto de todos os componentes do conversor e as definições de suas características e dos parâmetros elétricos. É desenvolvida a análise de esforços de corrente e tensão em todos os componentes, resultando em análises de perdas e rendimento final do conversor. Os resultados simulados são exibidos e comparados com os cálculos teóricos e confrontados com os resultados práticos obtidos com o protótipo construído. As respostas obtidas são comparadas com outros conversores similares para contrapor os pontos positivos e negativos.

No Capítulo 5, com base nas análises elaboradas nos capítulos anteriores, um conversor *flyback interleaved* de alto ganho, compartilhando muitas das vantagens inerentes a célula de comutação, é desenvolvido. O equacionamento geral, os princípios de operação, os resultados calculados, simulados e práticos são apresentados. Em muitos pontos o conversor é comparado com a versão desenvolvida em outro capítulo, demonstrando que a célula de comutação tem a capacidade de levar suas características para várias topologias.

No Capítulo 6, são descritas as metodologias para a análise dos conversores quando aplicados na realização do rastreamento do ponto de máxima potência, sem a necessidade de utilizar sensores de corrente, bem como o princípio de funcionamento e os principais equipamentos utilizados. Os conversores *boost-flyback interleaved* e *flyback interleaved* desenvolvidos em conjunto com um conversor *boost interleaved* foram submetidos a testes a partir de variações individuais e em conjunto da irradiância e temperatura incidentes. Os resultados atestam a capacidades dos conversores, demonstrando funcionando estável e seguro. Realiza-se a comparação com outros trabalhos publicados.

No capítulo 7, são salientadas as considerações finais referentes aos objetivos propostos e atingidos, e são sugeridas contribuições para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, é apresentada a revisão e as discussões de pesquisas já realizadas sobre o tema proposto visando o embasamento teórico do trabalho desenvolvido.

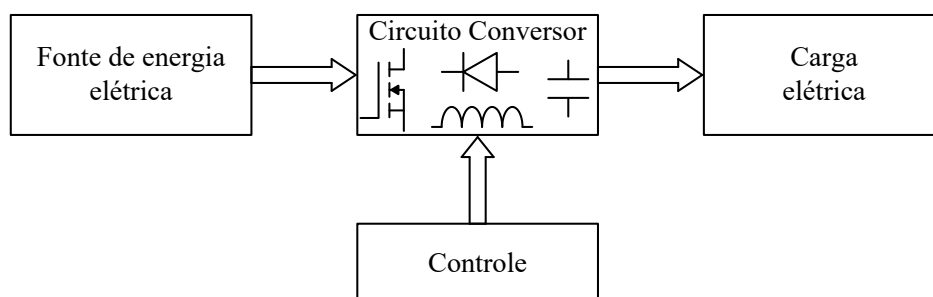
2.1 CONVERSORES

Os conversores de potência realizam o controle do fluxo de energia elétrica entre uma fonte e uma carga, fornecendo tensões e correntes de forma a suprir os requisitos dos usuários (LUO e YE, 2018) (RASHID, 2011).

O processamento de energia elétrica é realizado por circuitos eletrônicos utilizados para alterar a forma de tensão, sendo corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), o nível (ou magnitude), a frequência (de linha ou outra), a forma da onda (senoidal ou não senoidal, podendo ser quadrada, triangular, dente de serra etc.) e a fase (monofásica ou trifásica) (BATARSEH e HARB, 2018) (KUMAR et al, 2020).

Além disso, envolve a integração de dispositivos eletrônicos de potência e controladores, conforme apresentado na Figura 3. O objetivo é adequar a energia proveniente da entrada até a saída, empregando dispositivos de comutação. O controle da potência de saída é realizado por meio de sinais de comando, os quais são aplicados aos dispositivos (BATARSEH e HARB, 2018) (ZHONG e HORNIK, 2013) (LUTZ et al, 2018).

Figura 3 – Representação geral de um conversor.



Fonte: Adaptado de (RASHID, 2018).

Existem quatro tipos de conversores de energia: o conversor CC-CC; o conversor de corrente contínua para corrente alternada (CC-CA), também denominado de inversor; o conversor de corrente alternada para corrente contínua (CA-CC), chamado de retificador, e o

conversor de corrente alternada para corrente alternada (CA-CA), ou conversor de frequência (LUO e YE, 2018) (ZHONG e HORNIK, 2013).

Ao planejar um conversor, muitos detalhes precisam ser considerados para atingir os objetivos do projeto. As especificações típicas são o baixo custo e o alto rendimento, além de alta densidade de potência (peso e tamanho reduzidos). O resultado final depende muito da seleção dos parâmetros, como a frequência de comutação, a escolha dos dispositivos de comutação (unipolar, bipolar, transistor, tiristor), a topologia (dois níveis, multiníveis, comutação dissipativa ou comutação suave) e o controle (funções de comutação, minimização de filtros) (LUTZ et al, 2018).

Para que os conversores eletrônicos de potência operem, é necessário integrar três tipos de componentes (LUTZ et al, 2018):

- Componentes ativos: semicondutores de potência, que ativam e desativam o fluxo de energia dentro do conversor. Os dispositivos estão no estado desligado (bloqueio direto ou reverso) ou no estado ligado (condução);
- Componentes passivos: transformadores, indutores e capacitores, os quais armazenam temporariamente energia no sistema conversor. Com base na frequência de operação, tensão, método de resfriamento e nível de integração, são utilizados diferentes materiais magnéticos, dielétricos e de isolamento. Para uma determinada classificação de potência, frequências operacionais mais altas permitem componentes passivos menores;
- Controlador: eletrônicos, analógicos e digitais, conversores de sinal, processadores e sensores para controlar o fluxo de energia. As variáveis internas (tensão e corrente) devem seguir sinais de referência calculados, garantindo o comportamento adequado, respeitando os comandos externos.

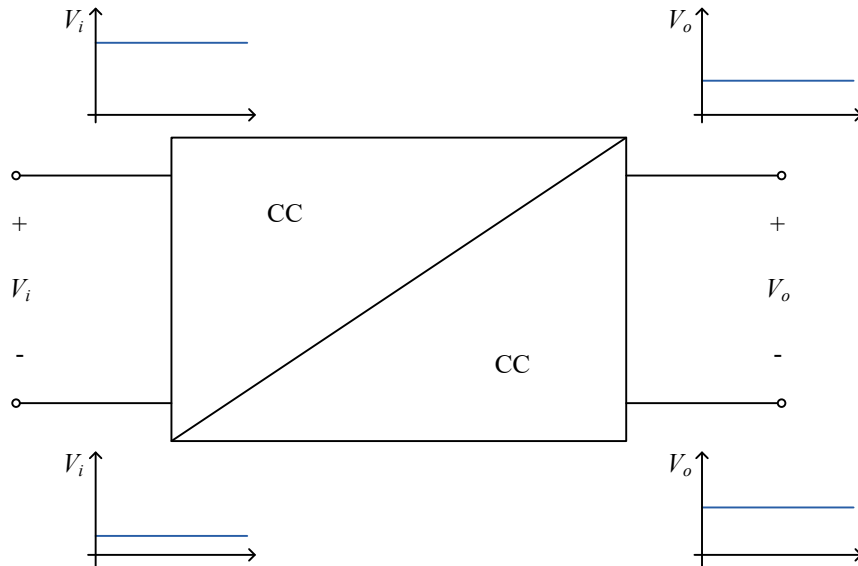
O que se espera dos conversores modernos é alto rendimento com ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída, para que possam ser facilmente utilizados em diversas aplicações, como em sistemas de geração e distribuição, por exemplo (GUO e SHA, 2020) (LUTZ et al, 2018).

2.1.1 Conversores CC-CC

Um conversor CC-CC é usado principalmente para alterar a tensão desde um nível CC para outro nível CC, conforme representado na Figura 4. De acordo com a relação entre as tensões de entrada e saída, pode-se projetá-lo para reduzir ou elevar o nível de tensão aplicado.

Existem topologias que podem ser aplicadas para ambas as soluções. Devido as suas características, pode ser considerado como o equivalente CC de um transformador de corrente alternada (RASHID, 2014) (ZHONG e HORNIK, 2013).

Figura 4 – Representação da tensão de entrada e saída em conversores CC-CC.



Fonte: Adaptado de (RASHID, 2018).

Conforme exposto por Rashid 2011, as principais funções dos conversores CC-CC são:

- Converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CC adequada para a carga;
- Regular a tensão de saída quando houver variações na carga e/ou na entrada;
- Reduzir a ondulação da tensão (*ripple*) na carga;
- Proteger o sistema alimentado e a fonte de entrada contra interferência eletromagnética (*electromagnetic interference* – EMI);
- Satisfazer os vários padrões de segurança internacionais e nacionais;
- Fornecer isolamento entre a fonte de entrada e a carga.

O valor médio da tensão de saída CC deve ser controlado para se manter no nível desejado, embora a tensão de entrada e a carga, ligada na saída, possam flutuar. O termo “regulador” é frequentemente usado, visto que a principal aplicação comercial do circuito é em sistemas que requerem uma tensão de saída CC estável e regulada (BATARSEH e HARB, 2018).

A tensão de saída e a corrente de entrada devem idealmente ser uma onda contínua

pura, mas em aplicações práticas, ambas apresentam componentes harmônicas ou ondulações. O conversor apresenta fluxo de corrente apenas quando há conexão de uma carga (KUMAR et al, 2020).

Os conversores CC-CC são amplamente utilizados para controle de motores de tração em veículos elétricos, bondes, guinchos marítimos, empilhadeiras, em sistemas de frenagem regenerativa, atuando em vários níveis de tensão diferentes, como em sistemas operados por bateria. Fornecem controle de aceleração suave, alto rendimento e resposta dinâmica rápida. Esses conversores também são parte integrante dos sistemas de energia renovável e podem ser usados no cotidiano (KUMAR et al, 2020) (RASHID, 2014).

2.1.1.1 Conversores CC-CC não isolados

Dependendo da configuração dos elementos no circuito básico, existem vários conversores CC-CC diferentes. No entanto, eles podem ser classificados como conversores sem isolamento galvânico e com isolamento galvânico (a entrada e a saída são separadas por um transformador ou um optoacoplador).

Em conversores CC-CC não isolados, a carga está diretamente em contato com a fonte de tensão por meio de componentes do circuito, ou seja, a carga não está eletricamente isolada da alimentação. Ambos os conversores são muito utilizados e existem dezenas de topologias distintas e serão os objetos de estudo.

2.1.1.1.1 Conversor elevador *boost* convencional

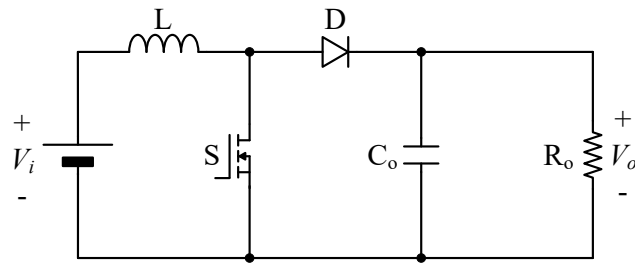
Em um conversor do tipo *boost*, o valor médio da tensão de saída é maior do que o valor médio da tensão de entrada, operando como elevador de tensão. De maneira contrária, a corrente apresenta um valor médio menor na saída do que na entrada. A tensão de saída é controlada modificando o valor da razão cíclica (BARBI, 2005) (KUMAR et al, 2020) (ZHONG e HORNIK, 2013).

Os conversores CC-CC do tipo *boost* são altamente utilizados em aplicações industriais para amplificar baixas tensões, tornando-os adequados para serem usados em aplicações como veículos elétricos e aeronaves. Mais recentemente estão sendo utilizados em vários modelos de sistemas de geração de energia elétrica, principalmente em aplicações que geram baixos níveis de tensão. Além disso, são empregados como interface eletrônica em fontes de energia renováveis, como sistemas de energia fotovoltaica e células de combustível

(ABDELMALEK et al, 2021) (SELVARAJU et al 2017).

Umas de suas vantagens é o baixo número de componentes, como pode ser visualizado na Figura 5. É necessário apenas um indutor, L , o qual fica em série com a fonte de tensão de entrada, um interruptor, S , um diodo, D , e um capacitor de saída, C_o . R_o representa a carga conectada à saída (BARBI, 2005) (ZHONG e HORNIK, 2013).

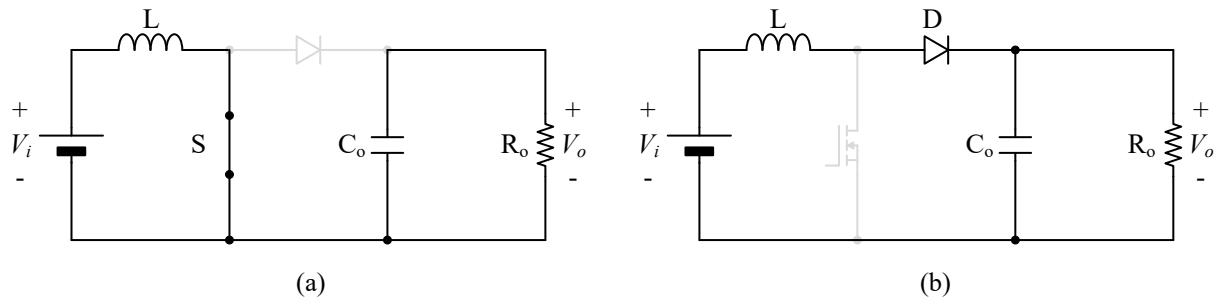
Figura 5 – Conversor CC-CC *boost* convencional.



Fonte: Kazimierczuk, 2016.

Quando o interruptor é ligado, o diodo entra em estado de bloqueio e a fonte fornece energia apenas para o indutor, o qual passa a armazená-la. A carga está desconectada da fonte e é alimentada unicamente pelo capacitor. Esse instante está representado na Figura 6(a) (KAZIMIERCZUK, 2016) (KUMAR et al, 2020).

Figura 6 – Estados topológicos do conversor *boost*.



Fonte: Kazimierczuk, 2016

Quando o interruptor é desligado, o indutor atua como uma fonte de corrente e o diodo entra em estado de condução. A energia armazenada pelo indutor é transferida para a carga e também utilizada para carregar o capacitor de saída, conforme representado na Figura 6(b) (KAZIMIERCZUK, 2016) (KUMAR et al, 2020).

O conversor *boost* convencional ainda é muito utilizado por ser adequado a diversas aplicações, devido à estrutura básica, a simplicidade de modelagem, implementação de projeto e fabricação, ao baixo custo e ao alto rendimento com razão cíclica moderada. Além disso,

teoricamente poderia atingir altíssimos valores de ganho de tensão, tendendo ao infinito (teoricamente), caso operasse com razão cíclica próxima a um valor unitário (FAROUZESH et al 2018) (SCHMITZ et al 2017) (GONÇALVES e AGOSTINI JUNIOR 2020) (ANDRADE et al 2018).

No entanto, em aplicações práticas, com o aumento da razão cíclica pode-se observar um aumento do estresse de tensão nos semicondutores e maiores perdas de condução e por recuperação reversa, uma vez que os semicondutores estão sujeitos a tensões equivalentes à de saída. Esses fatores reduzem o desempenho e o ciclo de vida, tornando inviável sua aplicação em sistemas que requerem altos valores de ganho estático (GONÇALVES e AGOSTINI JUNIOR 2020) (HEIDARI et al 2020) (ALZHRANI et al 2019).

Outros pontos negativos são as resistências parasitas no circuito e as altas perdas de comutação devido à comutação dissipativa. Além disso, o baixo ganho de tensão em operações com razão cíclica moderada e a baixa densidade de energia podem levar a uma operação ineficiente em aplicações que requererem alto ganho de tensão (FAROUZESH et al 2017) (GONÇALVES e AGOSTINI JUNIOR 2020) (TOFOLI et al 2015) (HEIDARI et al 2020) (SHITOLE et al 2018).

2.1.2 Conversor *interleaved*

Buscando uma solução para os problemas ocasionados pelas altas correntes, e que também possa ser aplicado em sistemas de alta potência, a utilização de conversores *interleaved* serve como uma ferramenta poderosa para aumentar as correntes de entrada de maneira gerenciável. Outras vantagens são a redução da ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída, menor EMI, maior confiabilidade e maior rendimento, visto que muitas das perdas podem ser mitigadas pelo menor estresse de tensão e corrente sobre os semicondutores (KIRAN et al 2020) (KUMAR et al, 2021) (HU et al 2020).

Ao utilizar mais estágios, a ondulação da corrente de entrada diminui, pois passa a ser dividida entre os indutores principais, se utilizada a modulação adequada. Consequentemente, há uma redução na indutância necessária, bem como no tamanho do indutor. É importante deixar claro que a corrente de entrada é a soma das correntes nos indutores (DASH et al 2020) (LIU et al 2021) (RASHID, 2018).

Outra vantagem é o aumento da flexibilidade e da frequência de comutação efetiva, resultando em menores capacitâncias de saída, reduzindo o tamanho dos filtros. Assim, não há a necessidade de dissipadores de calor volumosos e resfriamento por ar forçado. Dessa maneira,

o rendimento do conversor é mais elevado quando comparado com o *boost* convencional (RASHID, 2018) (LIU et al 2021) (SELVARAJU et al 2017).

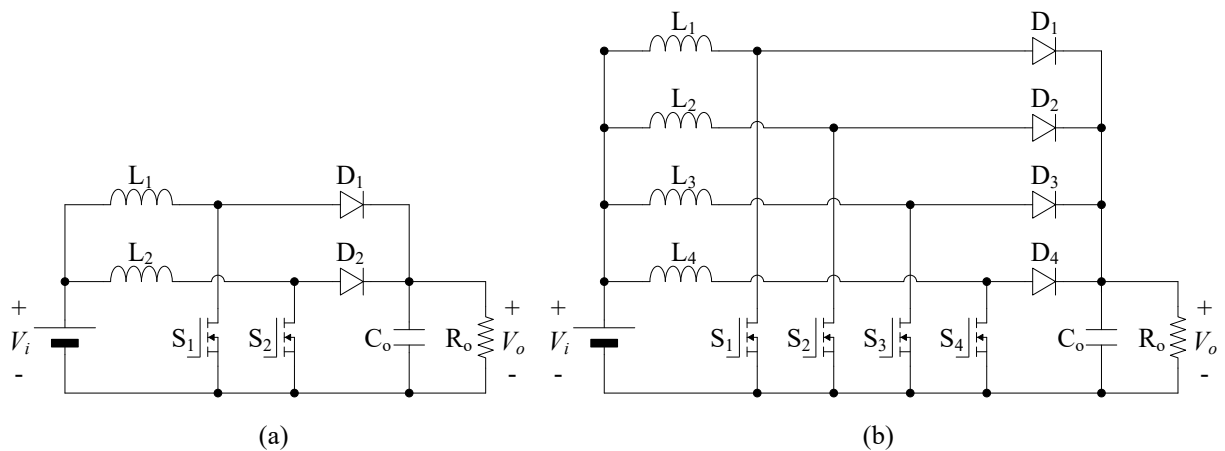
Apesar do aumento da confiabilidade, há também um incremento no número de componentes, resultando em maiores custos e complexidade. Assim, é necessário sempre buscar um equilíbrio entre essas particularidades para executar o projeto da maneira mais proveitosa (AGHDAM e ABAPOUR, 2016) (KUMAR et al, 2021).

2.1.2.1 Conversor *boost interleaved*

Levando em consideração as desvantagens apresentadas sobre o conversor *boost* convencional, o conversor *boost interleaved* se apresenta como uma opção viável para muitas aplicações. Essa topologia pode conter estágios adicionais, consistindo em um diodo, um indutor e um interruptor por estágio, mantendo um capacitor comum na saída, conforme ilustrado na Figura 7. Considerando os vários estágios desse conversor, um incremento na capacidade de processamento de energia e uma melhoria na confiabilidade do dispositivo são alcançados (RASHID, 2018) (AGHDAM e ABAPOUR, 2016).

A topologia apresentada na Figura 7(a) é constituída por dois estágios, nos quais os interruptores são acionados em uma diferença de fase de 180° , também denominada de operação complementar, enquanto na Figura 7 (b) são quatro estágios com diferença de fase de 90° ou em duplas de 180° .

Figura 7 – Conversor *boost interleaved*. (a) Dois estágios; (b) Quatro estágios.



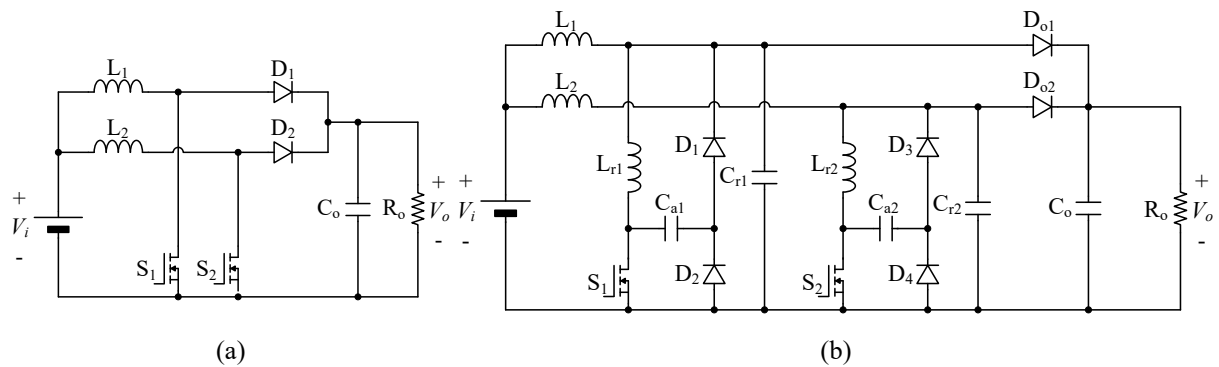
Fonte: Autoria própria.

Nos trabalhos de Krishnan et al 2019, Figura 8(a), e Dash et al 2020, Figura 8(b), são apresentados conversores *boost interleaved* aplicados em sistemas fotovoltaicos. Para obter

ganhos ainda mais elevados, Alharbi et al 2020, Figura 9, propôs um conversor em cascata, composto de uma saída conectada à entrada do outro. Com essa configuração, o autor obteve como resultado um ganho de tensão de 10 vezes.

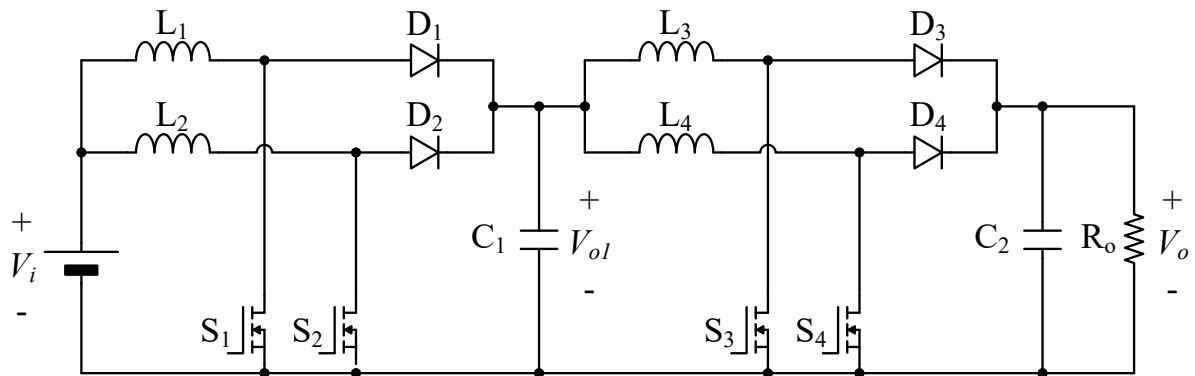
Abdelmalek et al 2021 e Selvaraju et al 2017 utilizaram a mesma configuração do conversor *boost interleaved* ilustrado na Figura 8(a), porém para aplicação em sistemas de células de combustível, as quais também requerem que a tensão gerada pela fonte seja elevada.

Figura 8 – Conversor *boost interleaved*. (a) Convencional; (b) Modificado.



Fonte: Krishnan et al 2019 (a); Dash et al 2020 (b).

Figura 9 – Conversor *boost interleaved* em cascata.

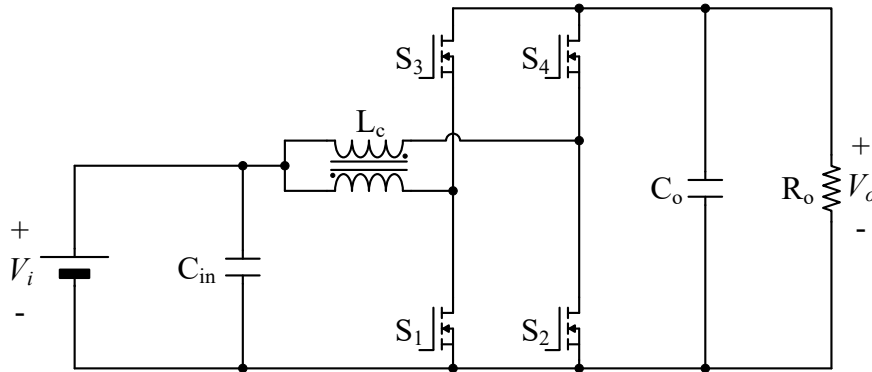


Fonte: Alharbi et al 2020.

Um estudo contendo análises de confiabilidade e custos é desenvolvido por Aghdam e Abapour 2016. São apresentadas as comparações entre conversores *boost interleaved* de dois e de três estágios, empregados em sistemas fotovoltaicos. De acordo com os resultados obtidos, o conversor de dois estágios indica tempo médio até a falha de cerca de 9,8 anos, enquanto o de três estágios, de cerca de 14,8 anos. Levando em consideração o custo total dos conversores, o conversor de dois estágios é mais vantajoso em caso de vida útil de até 15 anos. Por outro lado, o conversor de três estágios seria mais econômico que os outros em situações de operação durante 30 anos.

Liu et al 2021, Figura 10, publicaram um conversor com 4 dispositivos de comutação e sem nenhum diodo. O foco do trabalho é desenvolver um sistema de controle para equilibrar as correntes de entrada a partir do monitoramento da ondulação da tensão de saída, com a vantagem de não necessitar de medidor de corrente no processo.

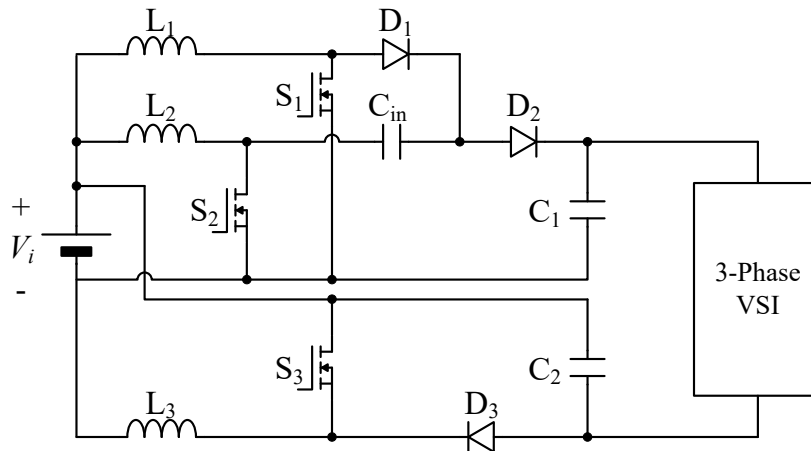
Figura 10 – Conversor *boost interleaved* modificado com quatro interruptores sem sensor de corrente.



Fonte: Liu et al 2021.

Aplicações desses conversores em veículos elétricos são detalhadas nos trabalhos de Reddy e Sudhakar 2018, Figura 11, e Kiran et al 2020, cuja topologia é a mesma representada na Figura 8(a), executando uma função importante no carregamento da bateria com energia advinda de sistemas fotovoltaicos no primeiro, e a partir de células de combustível, no segundo, com o intuito de adequar e fornecer energia para o movimento do veículo.

Figura 11 – Conversor *boost interleaved* diferencial.

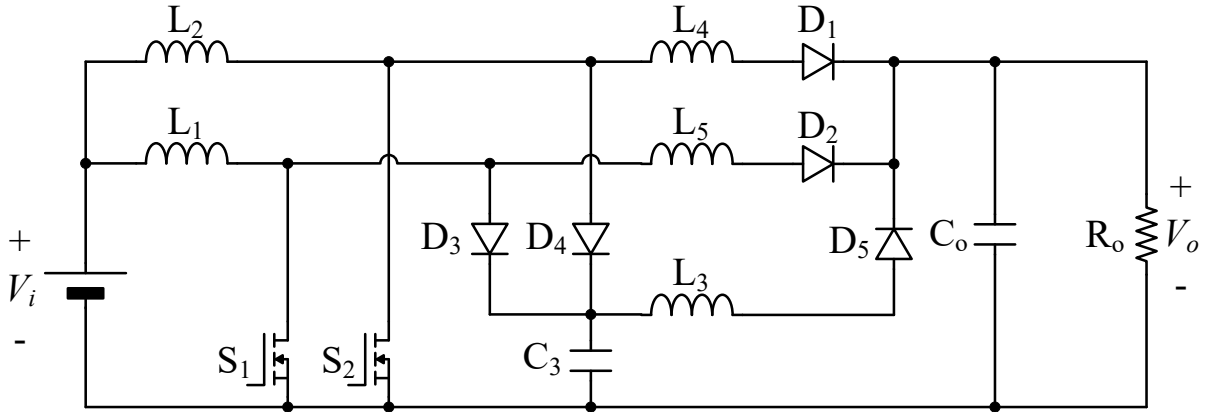


Fonte: Reddy e Sudhakar 2018

Rezvanvardom et al 2022 propõem um conversor elevador de alto ganho sem a necessidade de empregar outras técnicas vistas anteriormente, exceto a operação *interleaved*.

Os dispositivos operam com comutação suave, obtendo alto rendimento em potência nominal. A topologia foi desenvolvida para aplicações em sistemas fotovoltaicos e está ilustrada na Figura 12.

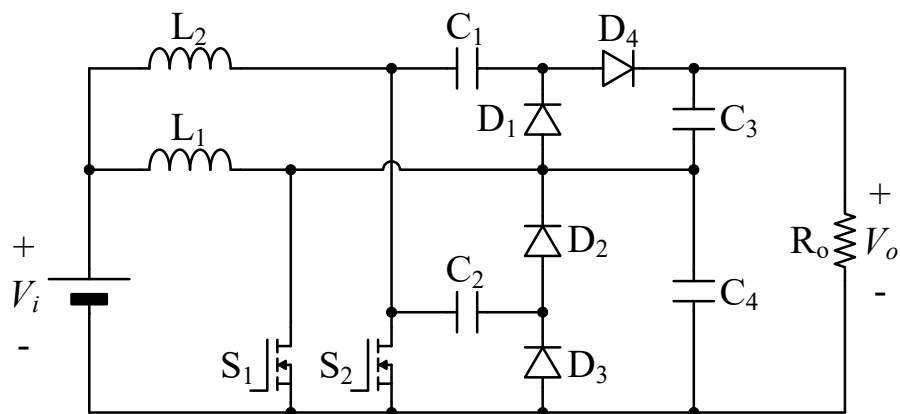
Figura 12 – Conversor *boost interleaved* modificado com célula ressonante.



Fonte: Rezvanyvardom et al 2022.

Um conversor *boost interleaved* de alto ganho foi desenvolvido por Rao et al 2022, conforme ilustrado na Figura 13. O estudo propõe utilizá-lo em sistemas de energia solar fotovoltaica combinando dois tipos de MPPTs, formando um sistema híbrido. A proposta demonstra rápida velocidade de atuação, além de baixas oscilações na tensão de saída.

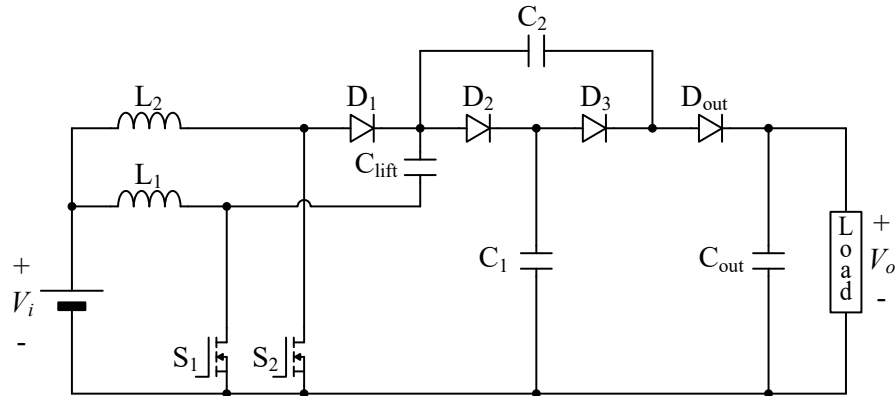
Figura 13 – Conversor *boost interleaved* de alto ganho com MPPT híbrido.



Fonte: Rao et al 2022.

Ramanathan e Urasaki 2022 desenvolveram o conversor *boost interleaved* combinado com uma célula multiplicadora de tensão exibido na Figura 14. A topologia foi desenvolvida para ser utilizada em sistemas fotovoltaicos. Seus pontos positivos são o alto ganho estático e o baixo estresse de tensão nos dispositivos comutadores.

Figura 14 – Conversor *boost interleaved* com capacitor de elevação de tensão em conjunto com uma célula multiplicadora de tensão.



Fonte: Ramanathan e Urasaki 2022.

Zhu et al 2023 publicaram uma família de conversores *boost interleaved* e um método de derivação sistemática. São demonstradas diversas topologias, as principais formas de onda, as equações, os procedimentos de projeto e os princípios de operação além de uma tabela comparando as características mais típicas.

Soares e Badin 2021 introduzem uma célula de comutação com característica de comutação suave e que apresenta propriedade resistiva, também classificada como seguidor de tensão. Essa particularidade possibilita que a corrente de entrada seja calculada a partir de alguns parâmetros do conversor e a tensão de entrada. Essa célula pode ser utilizada como uma estrutura base para diversos tipos de conversores (*buck*, *boost* e *buck-boost*), além de retificadores e estruturas trifásicas.

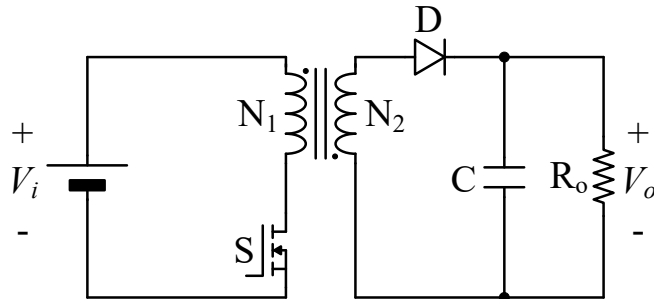
Soares e Badin 2022 utilizam a célula apresentada por Soares e Badin 2021 para desenvolver um conversor retificador *boost interleaved* utilizado para correção do fator de potência (*power factor correction* – PFC), o qual atinge valor unitário, com baixa distorção harmônica total (*total harmonic distortion* – THD), podendo ser utilizado para diferentes níveis de potência.

2.1.2.2 Conversor *flyback interleaved*

Uma das topologias isoladas mais simples, o conversor *flyback* convencional, ilustrado na Figura 15, é derivado do conversor *buck-boost*, com a diferença de que o indutor é substituído por um transformador. Essa topologia é usada principalmente em aplicações de alta tensão e baixa potência, devido a sua simplicidade, ao isolamento e proteção contra curto-circuito. Contudo, apresenta baixo rendimento devido à indutância de dispersão, principalmente

quando a relação de transformação é muito alta, restringindo sua aplicação a níveis de potência muito baixos (MUÑOZ et al 2021).

Figura 15 – Conversor *flyback* convencional.

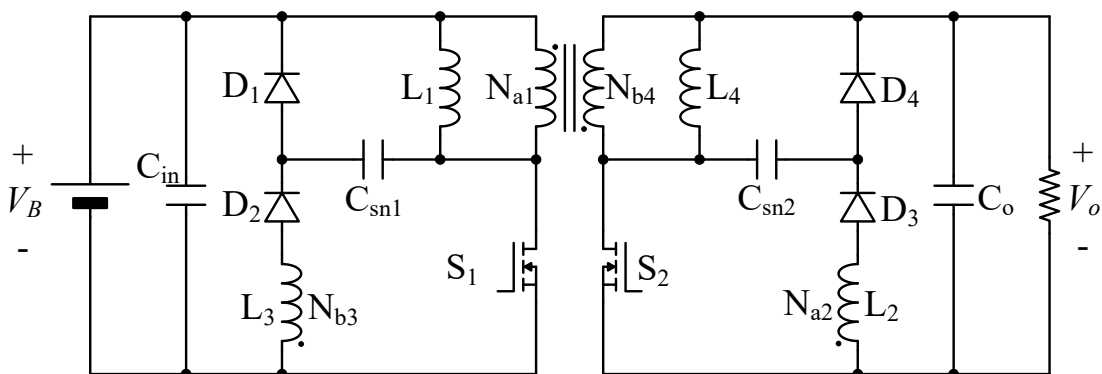


Fonte: Erickson et al 1990.

O conversor *flyback* é aplicado principalmente em circuitos de baixíssima potência, até normalmente 200 W. Fundamentalmente, é utilizado quando se faz necessário obter alto valor de ganho estático, o qual pode ser atingido também pelo ajuste da relação de transformação. Além disso, é possível obter diversas saídas usando um único transformador com múltiplos enrolamentos (KAZIMIERCZUK, 2016) (GOPI e SREEJITH, 2018).

Mukhtar et al 2019, Figura 16, propõem um conversor *flyback* bidirecional com um circuito *snubber* do tipo LCD para cada um dos dois interruptores. Na saída é obtido alto ganho estático, no entanto, é necessário um transformador com alta relação de transformação, a comutação é dissipativa e o rendimento baixo, para um protótipo de 50 W.

Figura 16 – Conversor *flyback* modificado bidirecional.

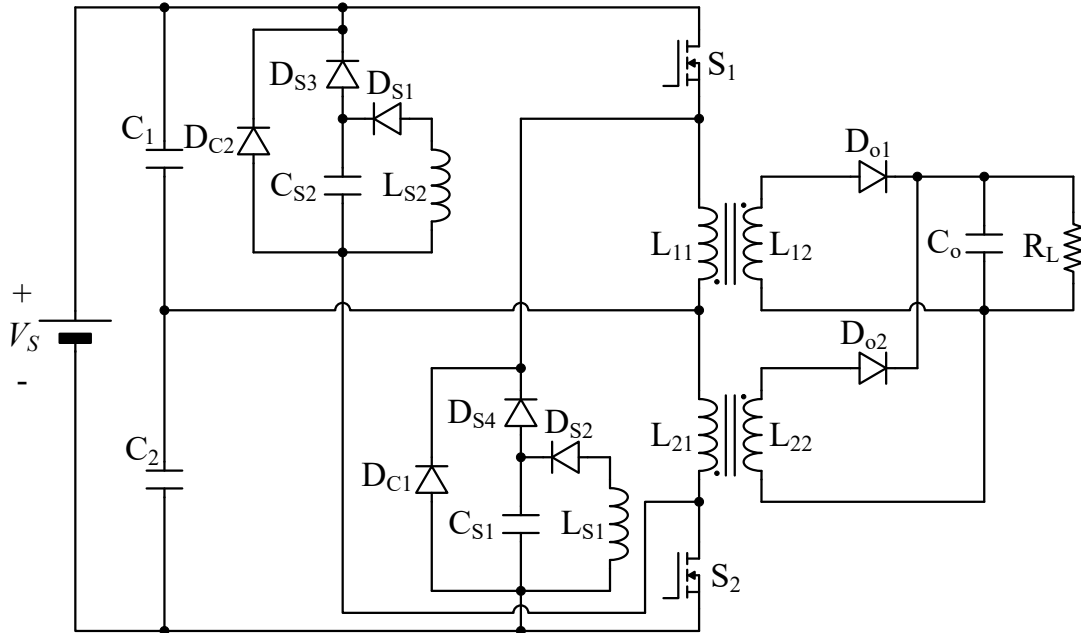


Fonte: Mukhtar et al 2019.

O conversor *flyback* de meia ponte com operação *interleaved* ilustrado na Figura 17 é discutido por Mohammadian e Yazdani 2017. Os interruptores operam com ZVS, enquanto os

diodos do *snubber* encerram a condução com ZCS. A sobretensão nos interruptores é atenuada, as perdas por EMI controladas e o rendimento se mantém acima de 92%, para 200 W.

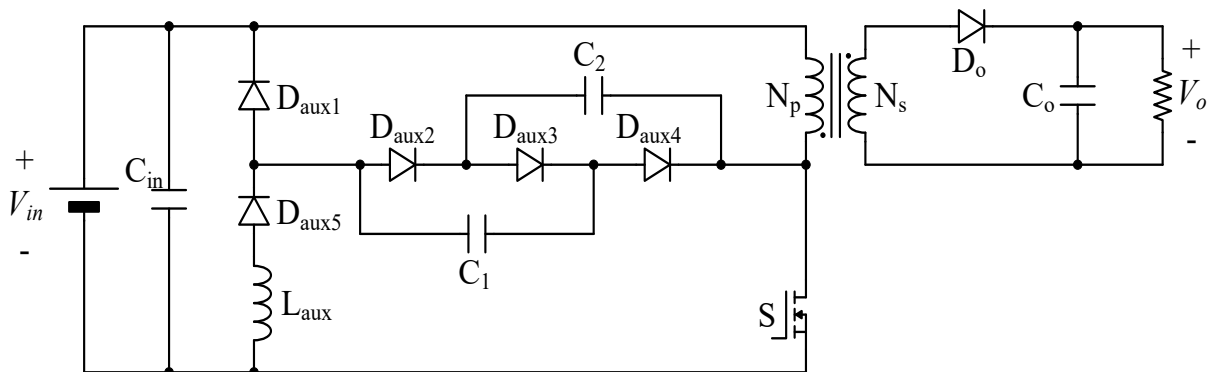
Figura 17 – Conversor *flyback interleaved* em meia ponte.



Fonte: Mohammadian e Yazdani 2017.

Dzhunusbekov e Orazbayev 2021 desenvolveram um novo circuito de *snubber* sem perdas para o conversor *flyback* convencional disposto na Figura 18. Os resultados comparativos demonstram a elevação do rendimento de aproximadamente 1%.

Figura 18 – *Snubber* não dissipativo para conversor *flyback*.

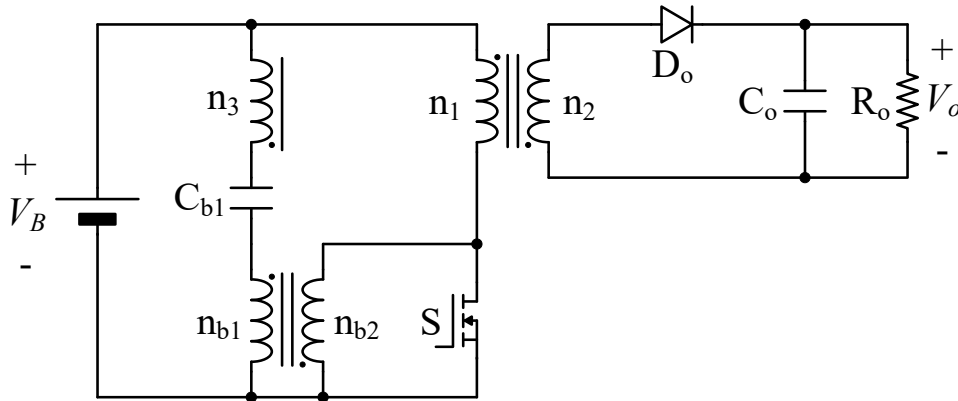


Fonte: Dzhunusbekov e Orazbayev 2021.

Sarani et al 2022 expõem uma metodologia para eliminar a ondulação da corrente de entrada do conversor *flyback* convencional, utilizando dois capacitores, um transformador e um

enrolamento extra, conforme exposto na Figura 19. Os resultados demonstram o funcionamento conforme projetado, no entanto, o rendimento é menor do que 90% em praticamente toda a faixa de operação, para o protótipo de 65 W.

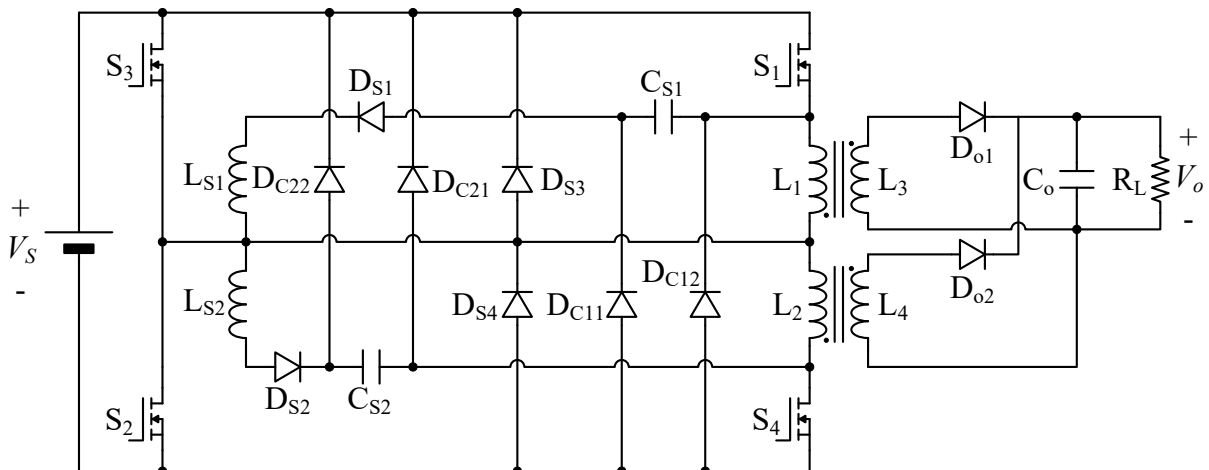
Figura 19 – Conversor *flyback* convencional sem ondulação da corrente de entrada.



Fonte: Sarani et al 2022.

Mirzaei e Rezvanyvardom 2020 introduzem na Figura 20 um conversor *flyback* em ponte completa com características de comutação suave, operação *interleaved* e alto ganho estático. O conversor não demonstra ondulações de tensão nos interruptores e resulta em alto rendimento em 110 W, no entanto, requer elevada quantidade de componentes.

Figura 20 – Conversor *flyback* interleaved com ponte completa.

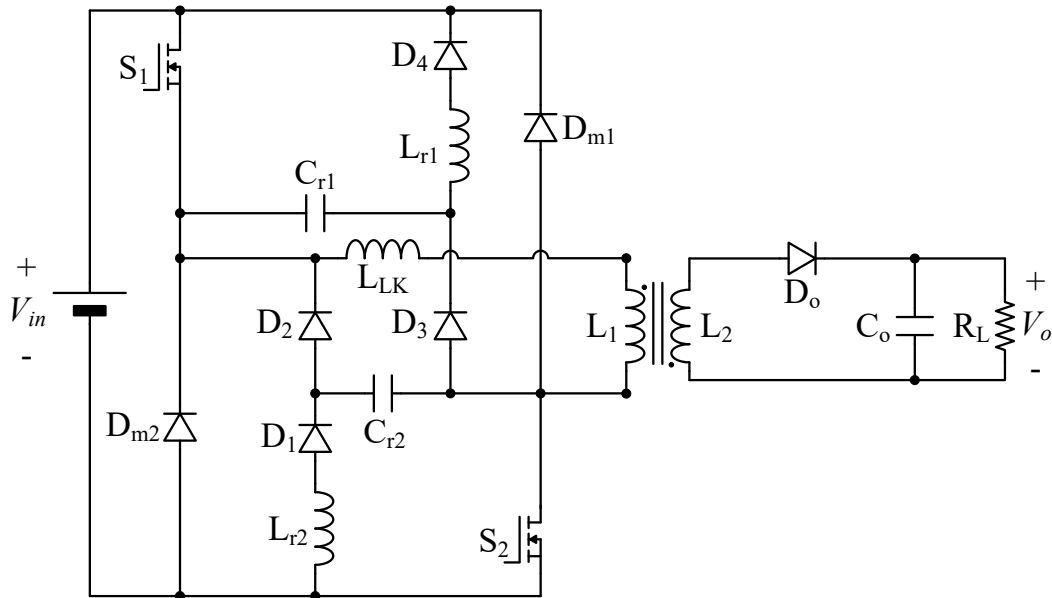


Fonte: Mirzaei e Rezvanyvardom 2020.

Soltanzadeh e Yousefi 2018 descrevem o conversor *flyback* duplo com dois interruptores e dois circuitos passivos de *snubber*, conforme exibido na Figura 21. Os resultados demonstram ZVS no bloqueio e ZCS no início de condução sem perdas por recuperação reversa

nos diodos. A sobretensão nos interruptores é nula e o rendimento em potência nominal é de 91,3%, quando opera com 240 W.

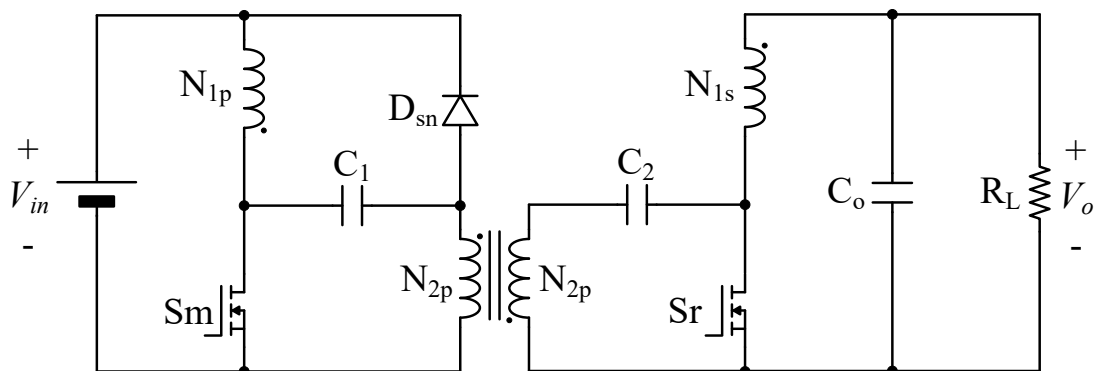
Figura 21 – Conversor *flyback* com dois interruptores e *snubber* passivo sem perdas.



Fonte: Soltanzadeh e Yousefi 2018.

Yang e Do 2017 apresentam um conversor *flyback* duplo no qual o diodo de saída foi substituído por um retificador síncrono com auto acionamento, ilustrado na Figura 22. Os resultados demonstraram o alto rendimento, comutação suave e baixa sobretensão nos interruptores. Os testes foram realizados em um protótipo de 100 W.

Figura 22 – Conversor *flyback* duplo.



Fonte: Yang e Do 2017.

Comparada a outros conversores existentes, a topologia de conversor isolada proposta baseada no *flyback* requer poucos componentes, ainda mais se tratando de uma versão

interleaved. O estresse de tensão é reduzido em relação às estruturas convencionais, operando com corrente de entrada contínua e com baixa ondulação. O secundário admite conexão tanto em série como em paralelo e o rendimento é competitivo com estruturas semelhantes, mesmo utilizado um modelo de circuito snubber dissipativo.

2.1.3 Conversores de alto ganho

Atualmente, as fontes de energia renováveis estão se tornando uma forma vital para geração de energia limpa, confiável, sustentáveis e ambientalmente vantajosa, como por exemplos módulos fotovoltaicos, células de combustível parques eólicos, hidrogênio, entre outros (CHOUDHURY et al 2019) (HU et al 2020).

As fontes de energia renováveis são caracterizadas pela baixa tensão gerada, não sendo possível atender aos requisitos de muitos equipamentos elétricos de alta tensão, ou da geração conectada à rede, necessitando passar por um ou mais processos de condicionamento de energia (CHOUDHURY et al 2019) (HU et al 2020) (KOTHAPALLI et al 2021) (ZENG et al 2020) (KANATHIPAN e LAM 2021).

Como exemplos de baixas tensões geradas, as células de combustível geralmente operam com patamares CC inferiores a 50 V, enquanto a grande maioria dos módulos fotovoltaicos, por sua vez, possuem tensões que variam entre 15 e 50 V (ALZAHRANI et al 2019).

Considerando o crescente uso de fontes de energia renováveis, conversores CC-CC de alto ganho estão desempenhando um papel importante, principalmente porque há a necessidade de elevar essa tensão gerada a valores adequados à integração em barramento CC, ou para a conexão com conversores CC-CA com a finalidade de conexão com a rede elétrica CA. Também é muito importante para operação de *smart grids* (redes inteligentes), muitas vezes baixa, que é gerada por essas fontes, antes que possam ser integradas em uma rede, tanto CC como CA (FAROUZESH et al 2018) (MUÑOZ et al 2021) (KOTHAPALLI et al 2021).

Além da utilização em sistemas para geração da energia elétrica, esses conversores podem atender à demanda da mobilidade elétrica, tecnologias aeroespaciais, acionamentos de motores, fontes de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supply* – UPS), interface de microrredes, entre outras muitas necessidades industriais críticas de energia (ALZAHRANI et al 2019) (KOTHAPALLI et al 2021) (WU et al 2020) (GUEPFRIH et al 2018).

Com relação aos conversores elevadores, o circuito mais básico e conhecido é o do *boost* convencional. Seus pontos positivos e negativos, bem como seu princípio de

funcionamento foram explicados anteriormente.

Levando em consideração os pontos negativos do conversor *boost* convencional, especialmente em aplicações que requerem ganhos de tensão mais altos, motivaram os pesquisadores a investigarem e descobrir novas topologias e métodos operacionais, buscando estabilidade e confiabilidade, juntamente com maior densidade de potência e rendimento. Para lidar com essas adversidades, vários conversores CC-CC baseados em sua estrutura são propostos na literatura (FOROUZESH et al 2018) (ALZHRANI et al 2019).

Uma metodologia bastante conhecida e simples para obter elevado ganho de tensão é empregando vários estágios de conversores interconectados. Isso pode ser realizado implementando vários módulos de conversores idênticos/diferentes combinados com técnicas de aumento de tensão, conhecido como multiestágio ou multinível. Os métodos mais conhecidos são cascata, multinível e intercalado (FAROUZESH et al 2017).

O ganho de tensão proporcionado por essas estruturas pode apresentar comportamento linear ou exponencial (muitas vezes multiplicado pelo número de estágios), em função da topologia utilizada (FAROUZESH et al 2017).

O conversor *boost* em cascata é uma forma simples de obter ganho de tensão. Consiste na utilização de dois ou mais conversores tradicionais conectados em série em que a saída de um estágio está conectada com a entrada do próximo. Dessa forma, o estresse de tensão no primeiro estágio é relativamente baixo, podendo operar em alta frequência. No entanto, o estágio conectado na saída deve operar com baixa frequência para reduzir as perdas por comutação (FAROUZESH et al 2017) (GOPI e SREEJITH, 2018).

A estrutura em cascata pode ser utilizada para se obter altos ganhos de tensão, no entanto, as desvantagens são que possuem ruído de interferência eletromagnética (EMI), maior número de componentes, menor rendimento e instabilidade quando comparado com os estágios operando sozinhos (GOSPI e SREEJITH, 2018) (GU et al 2018) (ZENG et al 2021) (TOFOLI et al 2015).

O conversor *boost* multinível ou multiestágio tem a característica de diminuir o tamanho ou eliminar o uso de componentes magnéticos, o que leva à redução do tamanho e peso do conversor. Esses conversores são amplamente utilizados em sistemas de geração distribuída multiportas, com mais de uma entrada. No entanto, o número de módulos e dispositivos semicondutores aumentará seu custo e tamanho (CHEN et al 2020) (JIANG et al 2018) (FAROUZESH et al 2017).

O conversor *boost interleaved*, bem como seu conceito, os detalhes de operação, exemplos de utilização e variações topológicas foram apresentadas anteriormente.

As células multiplicadoras de tensão são topologias simples e de baixo custo, tipicamente compreendendo um conjunto de diodos e capacitores para obter elevação na tensão de saída CC. A técnica é popular, pois é aplicável em qualquer circuito, além de proporcionar reduzido estresse nos elementos semicondutores. Quando um ganho estático maior é necessário, mais células multiplicadoras de tensão devem ser adicionadas (FAROUZESH et al 2017) (KOTHAPALLI et al 2021).

Para obter-se ganho estático muito elevado, a utilização da célula multiplicadora de tensão requer muito elementos, influenciando também no estresse de tensão nos interruptores, que se elevam, tornando também mais complexo o seu projeto de controle. Além disso, conectar muitos capacitores em série limita o ganho (SHAHIR et al 2018) (ALZAHRANI et al 2019).

O capacitor chaveado é uma técnica de aumento de tensão bastante difundida, sendo usada em muitos conversores. Consegue atingir alto ganho de tensão utilizando o carregamento e o descarregamento de capacitores no período de comutação e não envolvendo a transferência de energia magnética. Essa topologia é muito popular devido à sua modularidade estrutural e capacidade de integração (CARDOSO et al 2020) (FAROUZESH et al 2017) (CHEN et al 2020) (ZENG et al 2021).

Os conversores que utilizam a técnica de capacitores chaveados possuem alto ganho estático, aliado a alta densidade de potência. No entanto, o incremento excessivo do ganho estático implica em aumento da complexidade do controle, devido ao elevado número de interruptores e capacitores. Outros pontos negativos são o acréscimo considerável da ondulação de corrente, as perdas de comutação devido à comutação dissipativa e a alta corrente instantânea dos capacitores durante o processo de mudança dos modos de operação, o que aumenta o estresse nos semicondutores (SHAHIR et al 2018) (GUAN et al 2021) (ZENG et al 2021).

Em um conversor *boost* com indutor chaveado, o indutor de entrada é substituído por uma célula composta, originalmente, por dois indutores idênticos e três diodos. A utilização dessa técnica elimina os picos de corrente (FOROUZESH et al 2017) (YAO et al 2018).

Semelhante aos conversores de capacitores chaveados anteriormente apresentados, a célula de indutor chaveado também é aplicada nos conversores de alto ganho de tensão. Atualmente, modelos híbridos com ambas as células estão se tornando comuns (YAO et al 2018) (ZENG et al 2021) (GU et al 2018).

Como ambos os indutores têm o mesmo valor de indutância e condição operacional, eles podem ser integrados em um único núcleo para reduzir o tamanho e o peso do conversor. Durante o estágio de bloqueio, a tensão nos interruptores e nos diodos é equivalente a tensão de saída, aumentando as perdas (FOROUZESH et al 2017) (YAO et al 2018).

Uma das técnicas mais populares para obter aumento de tensão é o acoplamento magnético, a qual pode ser usada tanto para conversores CC-CC isolados quanto para não isolados (FOROUZESH et al 2017) (FOROUZESH et al 2018).

Os conversores CC-CC isolados possuem a característica de isolamento elétrico, dividindo eletricamente o circuito em duas seções separadas, evitando o fluxo direto de corrente entre a fonte e a carga (ANDRADE et al 2018) (ZENG et al 2020) (SCHMITZ et al 2017).

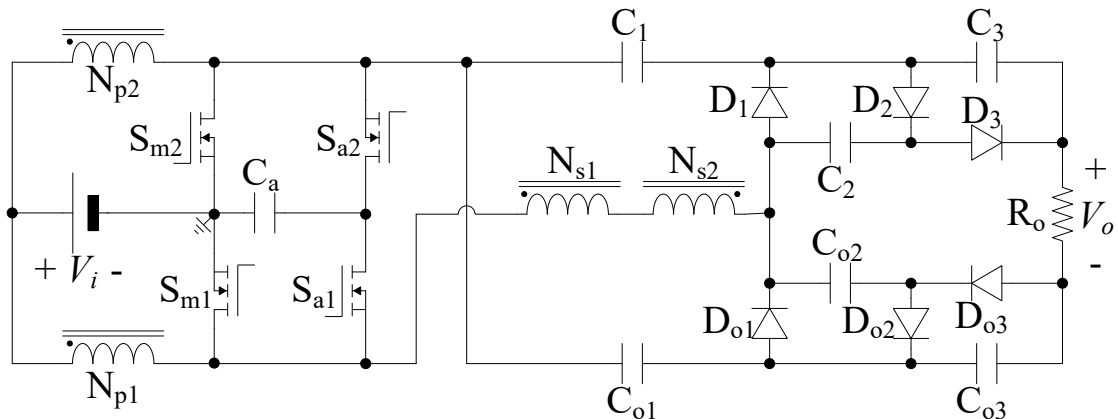
Quando o isolamento não é necessário (ou obrigatório), conversores baseados em indutores acoplados podem fornecer uma solução simples e eficaz, porque seu uso reduz o número de núcleos magnéticos, que geralmente são os componentes mais volumosos do circuito (FOROUZESH et al 2017) (GUAN et al 2021).

O componente magnético permite que o ganho estático seja ajustado alterando sua relação de espiras, assim um ganho de tensão muito alto pode ser obtido sem adicionar mais componentes ao circuito. Outro importante benefício é a possibilidade de ajuste da tensão de saída, bem como a baixa ondulação da corrente de entrada (SCHMITZ et al 2017) (HEIDARI et al 2020) (ZENG et al 2021).

No entanto, o aumento indiscriminado da relação de transformação implica maior estresse de tensão no diodo de saída, além de afetar os aspectos construtivos do componente magnético, o qual pode vir a apresentar mais perdas nos enrolamentos. Além disso, devido à indutância de dispersão, o circuito poderá sofrer com picos de tensão, reduzindo o rendimento do conversor e podendo causar problemas de EMI (ZENG et al 2021).

Kothapalli et al 2021 desenvolveram um conversor *boost* duplo com indutores acoplados e célula multiplicadora de tensão, conforme ilustrado na Figura 23. Os resultados demonstram característica modular, não requer isolamento, trabalha com baixa razão cíclica, e proporciona ganhos de tensão da ordem de 26,6, com alto rendimento e comutação suave.

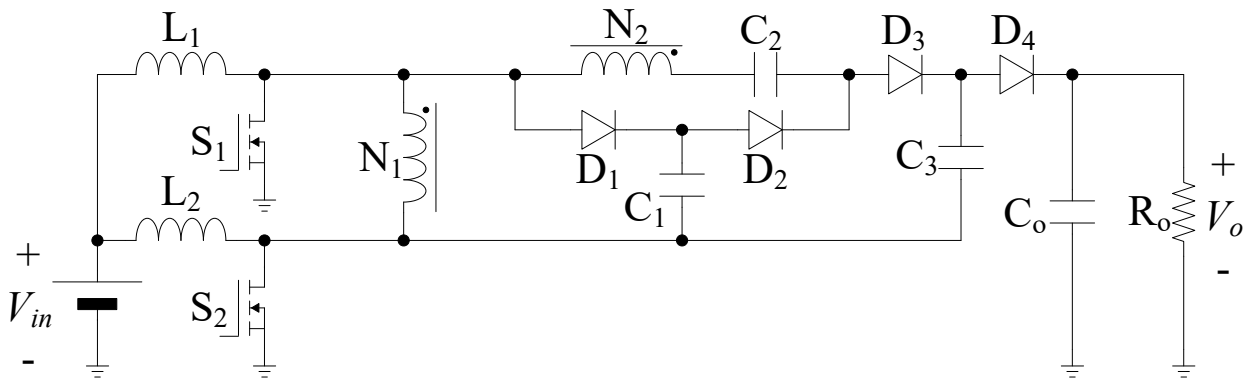
Figura 23 – Conversor CC-CC de ganho ultra alto com célula multiplicadora de tensão.



Fonte: Kothapalli et al 2021.

Nouri et al 2021 propõem um conversor de alto ganho composto por célula multiplicadora de tensão incorporando um transformador em conjunto com um conversor *boost interleaved* com capacitor de elevação de tensão, exibido na Figura 24. Os resultados demonstram alto ganho de tensão de 14,5, alto rendimento, baixa oscilação na corrente de entrada operando com baixa razão cíclica, porém obrigatoriamente acima de 0,5.

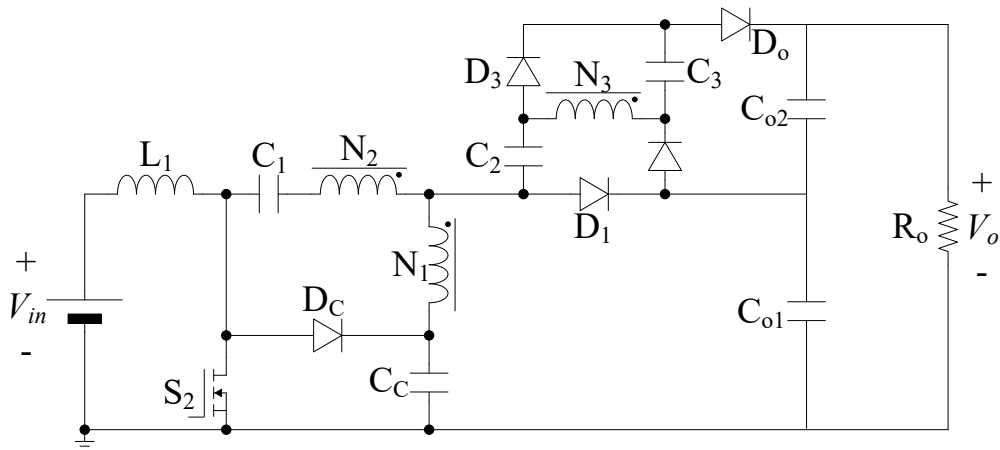
Figura 24 – Conversor CC-CC *interleaved* de alto ganho com célula multiplicadora de tensão adicionada ao transformador.



Fonte: Nouri et al 2021.

Hasanpour 2022 apresenta um conversor composto por um único interruptor, um indutor acoplado com três enrolamentos e uma célula multiplicadora de tensão, conforme exibido na Figura 25. O projeto pode ser aplicado em sistemas de energia renovável. Os resultados comprovam o alto ganho de tensão, 16, com baixa ondulação na corrente de entrada, comutação suave e alto rendimento.

Figura 25 – Conversor de alto ganho modificado com apenas um interruptor.



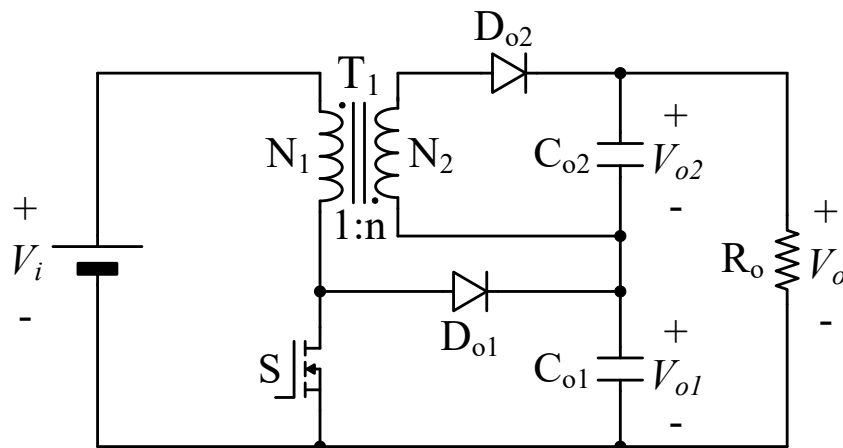
Fonte: Hasanpour 2022.

2.1.3.1 Conversor *boost-flyback*

Unindo as duas topologias de conversores elevadores que apresentam as estruturas mais simples, o *boost* e o *flyback*, é finalmente desenvolvido o conversor *boost-flyback* (CARDOSO, 2018).

O conversor *boost-flyback* é provavelmente a topologia de alto ganho com a estrutura mais simples, permitindo obter-se um bom equilíbrio entre ganhos de tensão, rendimento e complexidade de construção e de controle. Um conversor não isolado, cujo funcionamento ocorre utilizando indutores acoplados magneticamente, T_l , com relação de espiras de 1:n, conforme ilustrado na Figura 26 (MUÑOZ et al 2021) (TOFOLI et al 2015) (LIU et al 2018) (CARDOSO, 2018).

Figura 26 – Conversor *boost-flyback* convencional.



Fonte: Zhang et al 2020.

As saídas dos conversores *boost* e *flyback* podem ser usadas separadamente ou conectados de modo que um alto ganho de tensão seja obtido. A associação em série das saídas permite a obtenção de elevado ganho de tensão com valores relativamente reduzidos de razão cíclica. O ganho de tensão ainda pode ser ajustado alterando a relação de transformação ou inserindo mais células *flyback*. É uma solução bastante simples utilizando poucos semicondutores e elementos passivos (CARDOSO et al 2020) (MUÑOZ et al 2021) (LIU et al 2018) (CARDOSO, 2018).

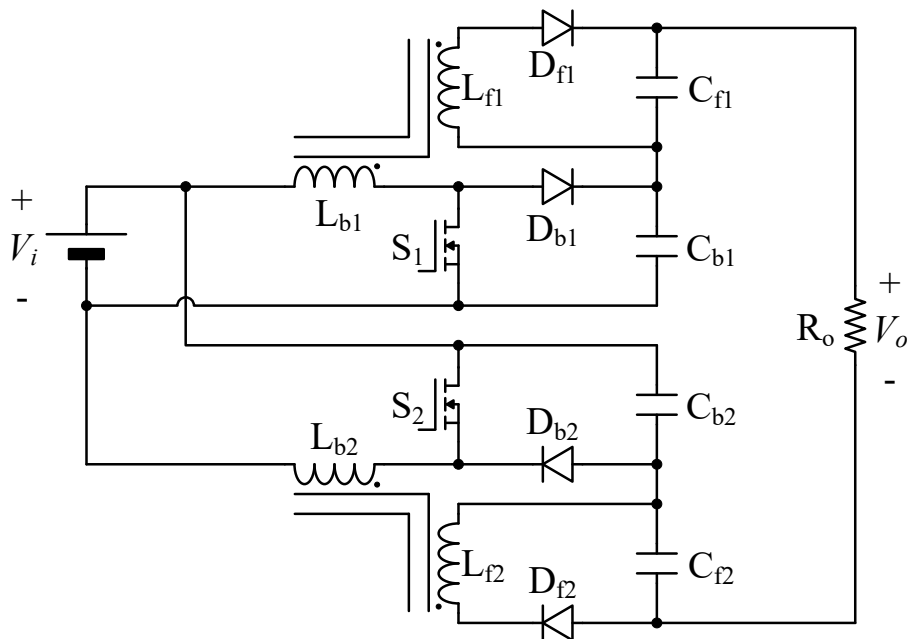
O estresse de tensão nos interruptores e nos diodos de saída são reduzidos, e dependem da relação de transformação do componente magnético. É uma forma de aliviar o problema da recuperação reversa (TOFOLI et al 2015).

Atualmente, o conversor *boost-flyback* é utilizado em aplicações como conversores de sistemas de energia renovável, principalmente a solar fotovoltaica, iluminação LED, circuitos de inversores, entre outras aplicações que requerem alto ganho de tensão (CARDOSO, 2018) (LUEWISUTHICHAT et al 2020) (ANDRADE et al 2018).

Candelas 2014 elabora uma tese de doutorado sobre o conversor *boost-flyback*, analisando a arquitetura do conversor, os estados topológicos e os modelos matemáticos. Por fim, é realizado o projeto do controle para regulação da tensão de saída diante de perturbações na carga e na tensão de entrada.

Cardoso et al 2020 integra dois conversores *boost-flyback* convencionais operando de maneira espelhada, ou seja, uma aplicação *interleaved* na entrada e uma conexão flutuante na saída, conforme ilustrado na Figura 27. Assim, essa topologia fornece quase o dobro do ganho estático em comparação com a versão convencional. Para testar, foi construído um protótipo de 1 kW com tensão de entrada de 48 V e 800 V na saída.

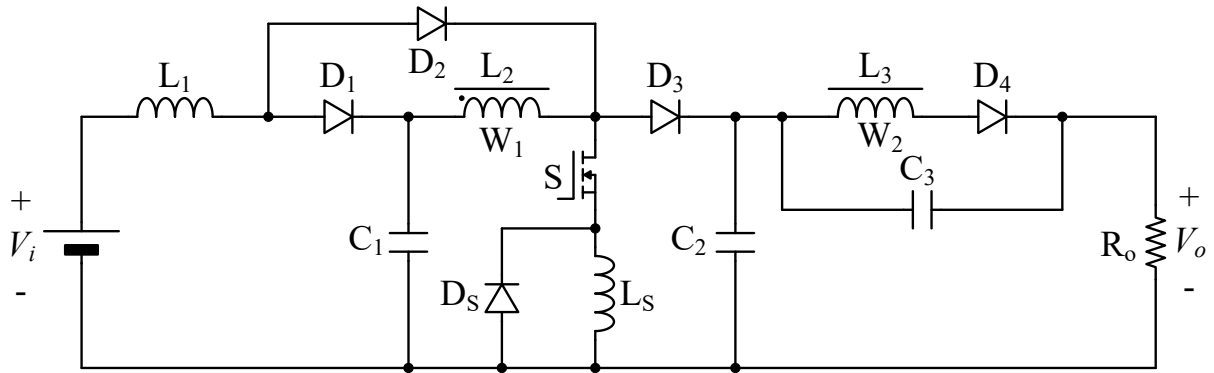
Figura 27 – Conversor *boost-flyback* duplo.



Fonte: Cardoso et al 2020.

Choudhury et al 2019, na Figura 28, apresentam uma proposta para integrar mais um capacitor e um indutor ao circuito do conversor, cuja finalidade é reduzir o estresse de tensão no interruptor. Os testes práticos, em um protótipo de 40 W indicam a redução de aproximadamente 20%, o que contribui também para o aumento da vida útil do equipamento.

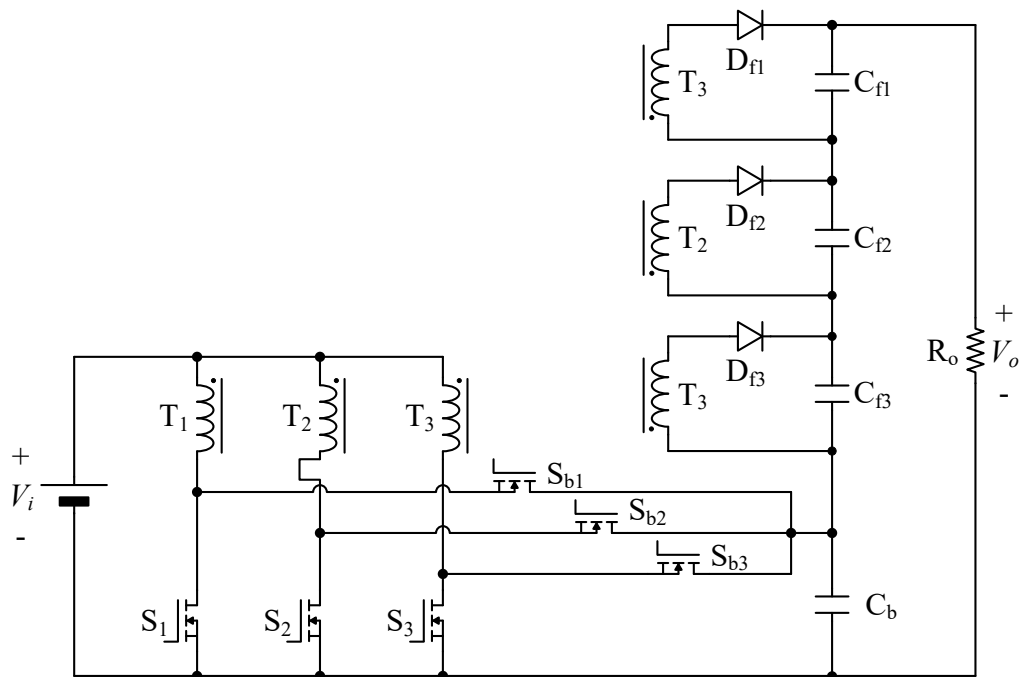
Figura 28 – Conversor *boost-flyback* com célula LD para redução do estresse de tensão no interruptor.



Fonte: Choudhury et al 2019.

Uma forma generalizada de construção do conversor *boost-flyback* é analisada por Gonçalves e Agostini Junior 2020, na qual um número qualquer de células *interleaved* podem ser adicionadas ao circuito. Para testar a topologia, foi desenvolvido um protótipo de 500 W, ganho estático de 8,33 e com 2 células, conforme ilustrado na Figura 29.

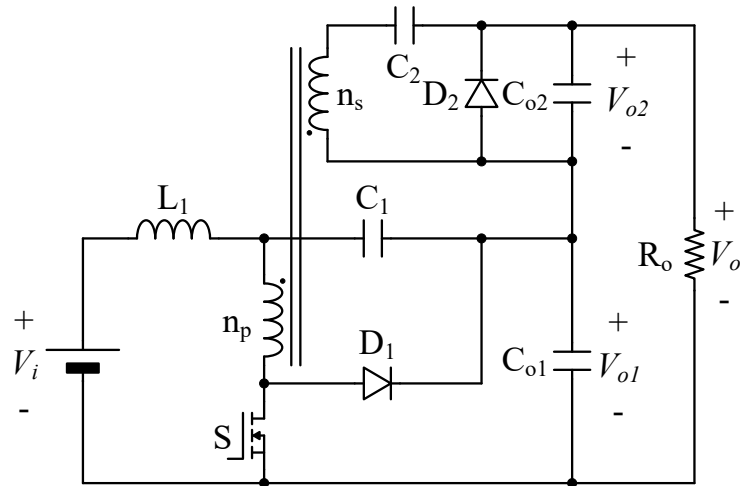
Figura 29 – Conversor *boost-flyback* com células *interleaved* generalizadas.



Fonte: Gonçalves e Agostini Junior 2020.

Kumar e Sensarma 2018 adicionam uma célula dobradora de tensão a um conversor *boost-flyback*, conforme ilustrado na Figura 30. O circuito tem a capacidade de reciclar a energia da indutância de dispersão sem necessitar de componentes extras. Para validar o estudo, foi desenvolvido um protótipo de 300 W com ganho estático de 8,33.

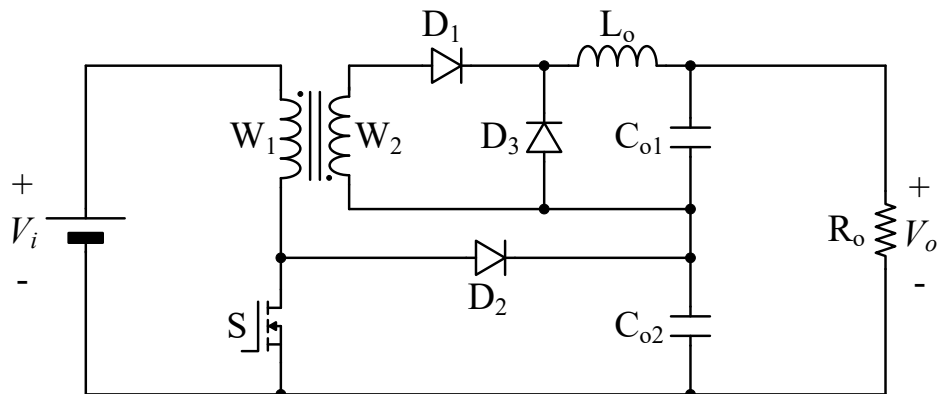
Figura 30 – Conversor *boost-flyback* com uma célula dobradora de tensão.



Fonte: Kumar e Sensarma 2018.

Luewisuthichat et al 2020 realizaram um estudo para a utilização de uma versão modificada do conversor *boost-flyback* em sistemas de iluminação pública de LED, cuja topologia está representada na Figura 31. O conversor requer apenas um interruptor e está integrado com uma célula dobradora de tensão na saída. Para testes em laboratório, foi desenvolvida uma placa de aproximadamente 50 W, atingindo aproximadamente 90% de rendimento na potência nominal.

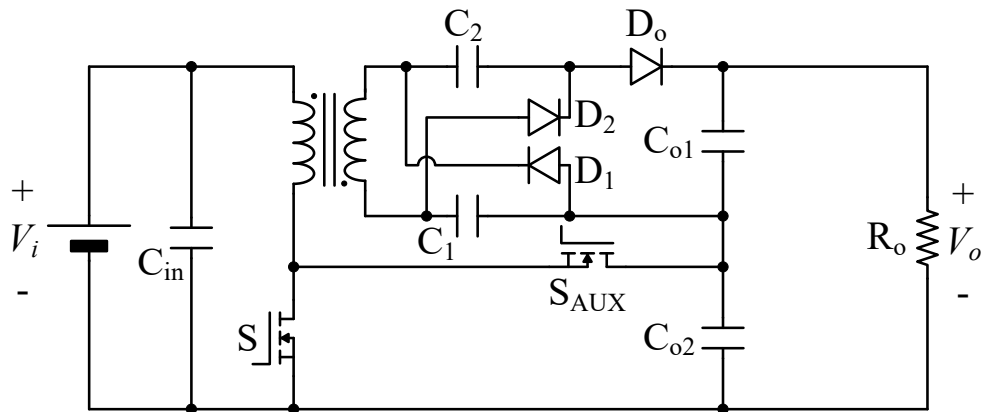
Figura 31 – Conversor *boost-flyback* com célula dobradora de tensão.



Fonte: Luewisuthichat et al 2020.

Shitole et al 2018 mesclam um conversor *boost-flyback* de alto ganho com uma célula multiplicadora de tensão quase ressonante para aplicação com energia solar, conforme ilustrado na Figura 32. Os resultados apresentados foram obtidos em um protótipo de 250 W, com ganho de tensão de aproximadamente 7, relação de transformação de 2,5 e com comutação suave. Obtem-se alto rendimento e baixo estresse de tensão nos interruptores.

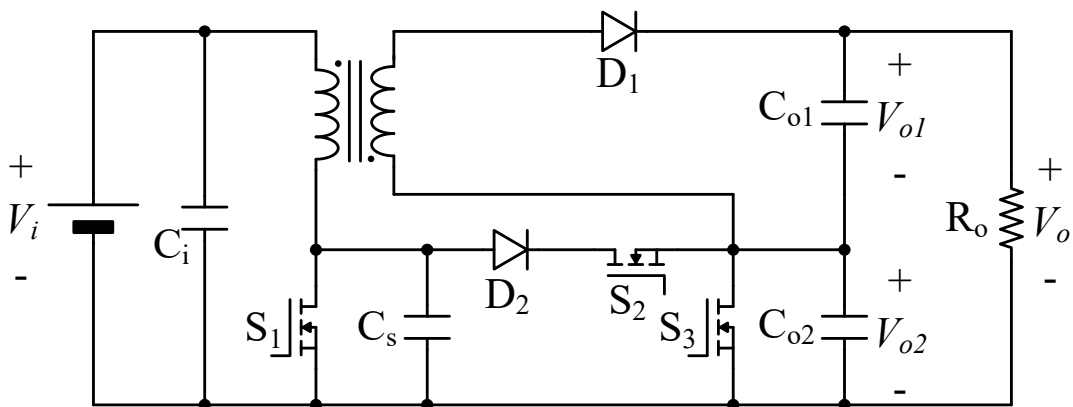
Figura 32 – Conversor *boost-flyback* de alto ganho com célula multiplicadora de tensão quase ressonante.



Fonte: Shitole et al 2018.

Zhang 2020 combina um conversor *boost-flyback* híbrido com um conversor *flyback*, empregado em microinversores fotovoltaicos. Durante o modo *boost-flyback*, é obtido alto ganho de tensão com baixo estresse tensão. Além disso, a energia de dispersão é reciclada e o pico de tensão no interruptor é limitado. O modo *flyback* é desenvolvido para regular a tensão de saída. A proposta é para um sistema de 240 W, com a topologia ilustrada na Figura 33.

Figura 33 – Conversor *boost-flyback/flyback* híbrido.



Fonte: Zhang et al 2020.

A topologia de conversor de alto ganho desenvolvida baseada no conversor *boost-flyback* apresenta baixa quantidade de componentes aliada ao fato de utilizar apenas um par de interruptores e de núcleos magnéticos. O rendimento obtido é equivalente à maioria dos trabalhos pesquisados, aproximadamente 96% e esta variante proporciona conexão comum entre a fonte e a carga. Comparado com as versões convencionais, as vantagens se estendem à diminuição de estresse de tensão e menor ondulação de corrente e tensão na entrada e na saída.

2.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Por muitos anos, principalmente após a revolução industrial, os combustíveis fósseis tornaram-se a principal fonte de energia do mundo. No entanto, devido à oferta limitada e a alta demanda, a taxa de utilização é mais rápida do que a sua produção e, portanto, em algum momento futuro se esgotarão (RASHID, 2018).

A queima de combustíveis fósseis é um dos maiores colaboradores para a poluição, principalmente do ar, liberando de dióxido de carbono, óxidos de enxofre e óxidos de nitrogênio. Esses gases são nocivos e causam problemas à saúde e ao meio ambiente, sendo apontados como o principal motivo das mudanças climáticas, os quais são também denominados de gases de efeito estufa. Aproximadamente 80% desses gases vêm da geração e consumo de energia elétrica (RASHID, 2014) (VURAL 2021).

A demanda de energia está aumentando dia a dia devido ao aumento da população, urbanização e industrialização. Os recursos mundiais de combustível fóssil serão, portanto, esgotados em algumas centenas de anos, o que exige uma busca urgente por uma fonte alternativa de energia, de modo a atender à demanda atual e acelerar o desenvolvimento de tecnologias de energia limpa para enfrentar os desafios globais de segurança energética, mudanças climáticas e desenvolvimento sustentável (KUMAR et al, 2020) (KANNAN e VAKEESAN, 2016).

O aproveitamento da energia gerada pelo Sol, que apresenta recursos inesgotáveis na escala terrestre de tempo, sendo tanto como fonte de calor quanto de luz, é hoje uma das alternativas energéticas mais promissoras para suprir a demanda global. Atualmente é uma das fontes de energia renováveis que apresentam forte crescimento, devido a sua abundância e vasta disponibilidade quando comparada com outras fontes de energia (PINHO e GALDINO, 2014), (RASHID, 2018).

Quando instalados, os sistemas fotovoltaicos (SFV) são seguros para o meio ambiente, não produzem nenhum ruído, nem emitem gases tóxicos ou de efeito estufa. As células fotovoltaicas (CFV) operam silenciosamente e podem gerar eletricidade em qualquer lugar em que haja iluminação solar, mesmo em localizações onde nenhuma outra forma de eletricidade pode ser obtida (RASHID, 2018) (RABAIA et al, 2021).

Os SFVs de baixa potência podem fornecer eletricidade para qualquer tipo de consumidor em qualquer local do planeta. Na Figura 34, são apresentados dois exemplos desse tipo de instalação, como em uma garagem solar (a), e no telhado de uma residência (b) (RASHID, 2014).

Figura 34 – Sistemas fotovoltaicos de baixa potência. (a) Garagem solar e (b) residência.



Fonte: Autoria própria.

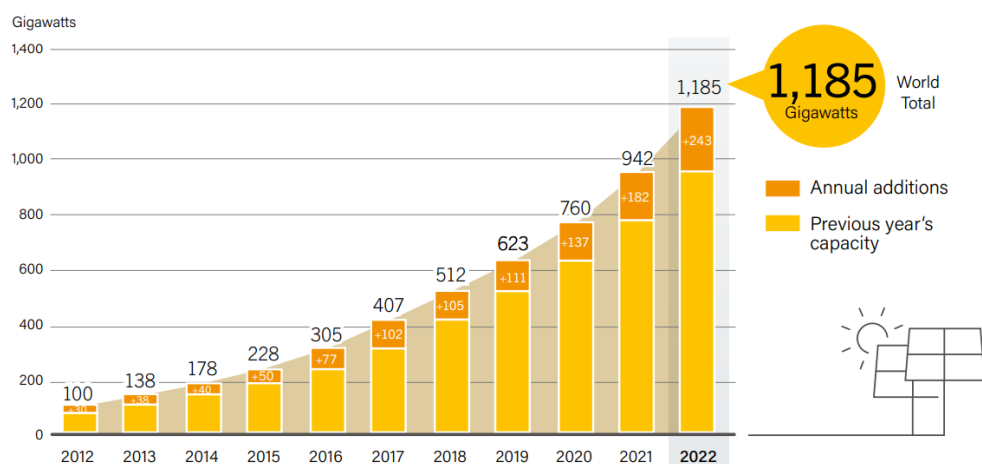
Os SFV estão presentes e gerando energia elétrica em residências, conjuntos habitacionais, escritórios, prédios públicos, indústrias etc. Essas pequenas instalações, com potência mais baixas e que se encontram mais próximas do ponto consumidor, constituem a modalidade conhecida como geração distribuída (GD). Esses sistemas apresentam como vantagem a redução das perdas no transporte de energia tanto pelas redes de transmissão quanto de distribuição (ZHONG e HORNIK, 2013).

Instalações maiores (em termos de potência) produzem mais elevados níveis de energia elétrica, sendo construídos para alimentar o sistema elétrico, operando como uma usina centralizada.

Os SFV podem apresentar aplicações mais específicas, sendo fortemente utilizados na agricultura, na purificação e/ou bombeamento de água, sistemas de refrigeração e aquecimento, integrada em veículos elétricos, em estações de carregamento de veículos elétricos, para comunicação espacial, entre outras inúmeras aplicações avançadas (ALAAEDDIN et al, 2019) (GORJIAN e SHUKLA, 2020).

Com base nos avanços tecnológicos recentes, as fontes de energia renováveis estão se tornando competitivas em termos de custo, se colocando no mercado como uma alternativa para fontes de energia convencionais, como petróleo, gás e carvão (GORJIAN e SHUKLA, 2020).

Conforme ilustrado na Figura 35, retirada de um estudo publicado pelo REN21 no ano de 2023, a potência fotovoltaica instalada no mundo cresce muito a cada ano, contabilizando aproximadamente 1.185 GW ao final do ano de 2022. Outro fator destacado é o montante adicionado anualmente, o qual também apresenta crescimento ano pós ano.

Figura 35 – Energia Solar Fotovoltaica – Capacidade Global e Adições Anuais.

Fonte: REN 21, 2023.

De acordo com REN21, A energia solar fotovoltaica contribuiu com cerca de 6,2% da geração global de eletricidade no ano de 2022. Segundo os dados da Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), o Brasil registrou mais de 36 GW de potência instalada no final do ano de 2023.

2.2.1 Sistemas fotovoltaicos

O gerador fotovoltaico representa uma fonte complementar ao sistema elétrico ao qual está conectado. Para pequenas aplicações domésticas, um módulo fotovoltaico montado no telhado pode ser uma opção para ajudar a reduzir o pico de demanda, aliviar a carga do sistema de distribuição e reduzir o valor da fatura de energia elétrica do consumidor (RASHID, 2018) (PINHO e GALDINO, 2014).

Um SFV é composto por vários equipamentos. A seguir, apresentar-se-ão alguns itens importante para o entendimento do conceito e da forma de operação (PINHO e GALDINO, 2014).

2.2.1.1 Módulos fotovoltaicos

As células fotovoltaicas operam baseadas no efeito fotovoltaico em materiais semicondutores, descoberto pelo físico francês Antoine Henri Becquerel em 1839. Sua função é receber a radiação solar em forma de luz e convertê-la em energia elétrica (HERNÁNDEZ-CALLEJO et al, 2019) (KALOGIROU, 2014) (PINHO e GALDINO, 2014) (ALAAEDDIN et al 2019).

Uma célula fotovoltaica (CFV) é constituída de material semicondutor, sendo o silício o mais comumente utilizado. Quando exposta à luz, se torna eletricamente condutora, gerando cargas elétricas que podem ser conduzidas por contatos metálicos como corrente contínua (KALOGIROU, 2014) (RASHID, 2018).

A potência gerada por uma única CFV é relativamente baixa, por isso, elas são agrupadas em módulos fotovoltaicos (MFV). Em seguida, quando é feita a instalação para algum consumidor, vários desses módulos são conectados uns aos outros para formar um arranjo fotovoltaico (RASHID, 2018) (BENDIB et al, 2015) (KALOGIROU, 2014) (MOTAHHIR et al 2015).

Portanto, os MFV podem ser definidos como dispositivos de estado sólido que convertem a luz solar, a fonte de energia mais abundante do planeta, diretamente em eletricidade, sem a necessidade de utilizar um motor térmico ou equipamento rotativo. É uma energia limpa, abundante e livre de ruído (KALOGIROU, 2014) (ELTAMALY, FARH e OTHMAN, 2018).

Diversas são as tecnologias utilizadas no processo de fabricação das células fotovoltaicas. Diferentes materiais com distintas taxas de desempenho de conversão são empregados como o componente estrutural dessas células (ALAAEDDIN et al, 2019) (LUCENÓ-SÁNCHEZ et al, 2019) (PINHO e GALDINO, 2014) (GORJIAN e SHUKLA, 2020).

Com o propósito de comparar diferentes células ou módulos fotovoltaicos entre si, são especificadas condições uniformes para a realização de testes, determinando assim os dados elétricos de maneira homogênea (DGS, 2008).

Um módulo fotovoltaico é normalmente apresentado usando a unidade Watt pico (Wp), a qual é determinada sob as condições padrão de teste (*standart test conditions* – STC), estabelecendo os parâmetros a partir da irradiância solar de 1.000 W/m^2 , temperatura da célula em 25°C e massa de ar (*air mass* – AM) de 1,5 (RASHID, 2018).

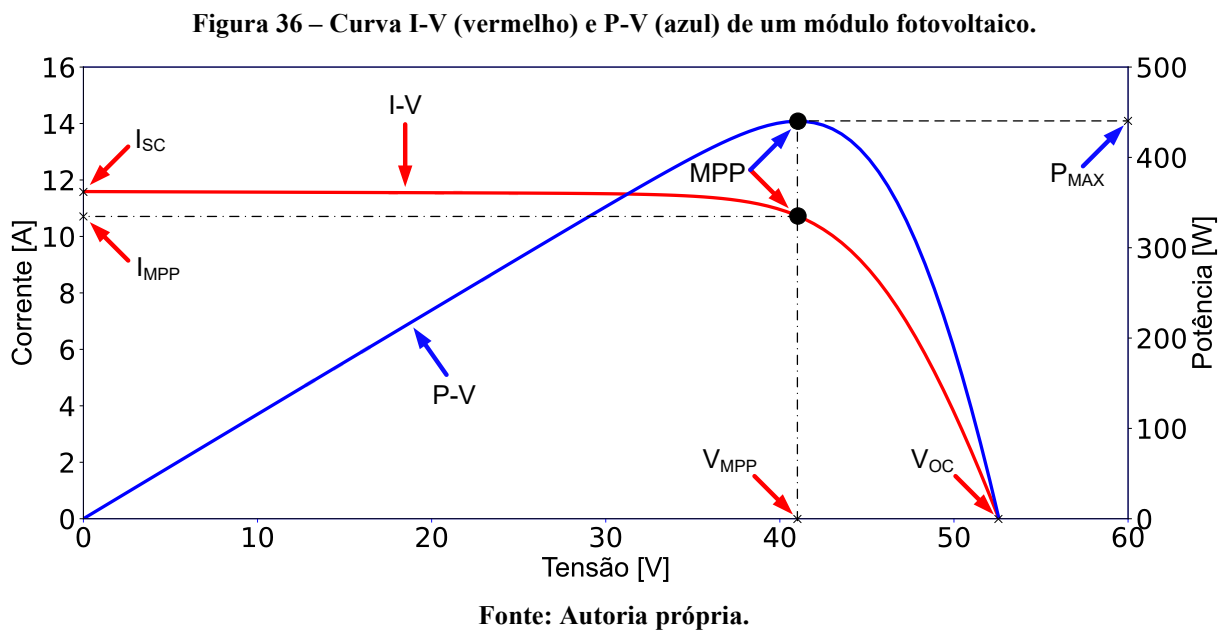
Em instalações ao ar livre, no entanto, as condições STC muito raramente ocorrem e, por esse motivo, outra metodologia de teste, denominada de temperatura de operação nominal da célula (*Nominal Operating Cell Temperature* – NOCT) também é frequentemente especificada na folha de dados do equipamento.

Para essa forma de medição, a potência gerada é avaliada para um nível de irradiância de 800 W/m^2 , massa de ar de 1,5, com temperatura ambiente de 20°C e velocidade do vento de 1m/s (DGS, 2008) (PINHO e GALDINO, 2014).

Independentemente da metodologia utilizada, os módulos fotovoltaicos devem

apresentar alguns pontos específicos para que possam ser comparados de maneira mais adequada.

Na Figura 36, são apresentadas as características I-V (vermelho) e P-V (azul) do MFV, a partir de valores constantes de temperatura, irradiância incidente e massa de ar. Esses gráficos representam a relação entre a potência, tensão e corrente elétrica, sendo que ambos apresentam característica não linear. Alguns pontos importantes estão destacados (BENDIB et al, 2015) (RAO et al 2022).



A tensão de circuito aberto, V_{oc} , é a tensão entre os terminais de um MFV quando não há corrente elétrica circulando, ou seja, é a máxima tensão que se pode gerar. Utilizando um voltímetro nos terminais do módulo, é possível aferir o valor (PINHO e GALDINO, 2014) (BENDIB et al, 2015).

A corrente de curto-circuito, I_{sc} , é a máxima corrente obtida, sendo medida quando a tensão elétrica nos terminais do MFV é nula. Pode ser medida com um amperímetro curto-circuitando os terminais, porém deve-se tomar cuidado com os riscos de choque elétrico ou para não danificar o equipamento de medição (PINHO e GALDINO, 2014) (BENDIB et al, 2015).

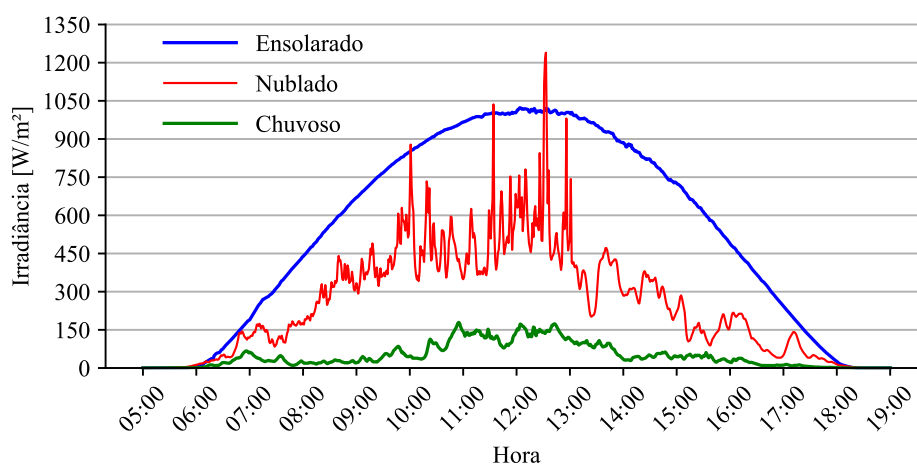
Com relação ao gráfico P-V (azul) apresentado na Figura 36, pode-se observar que há um único ponto para o qual o MFV irá gerar um valor máximo de potência, denominado como o ponto de máxima potência (*maximum power point* – MPP). Para este ponto, são especificados os valores de potência máxima (P_{mpp}), corrente de máxima potência (I_{mpp}) e tensão de máxima potência (V_{mpp}). O MPP ocorre quando o produto da corrente pela tensão atinge seu valor de

pico (RASHID, 2018) (DGS, 2008).

Dada uma condição ambiente e irradiação incidente constante, para extrair-se a potência máxima de um sistema fotovoltaico existe apenas um valor correspondente de corrente e tensão. A potência máxima é gerada em torno do “joelho” da curva e este ponto representa a melhor situação de operação do dispositivo (RASHID, 2018) (BENDIB et al, 2015).

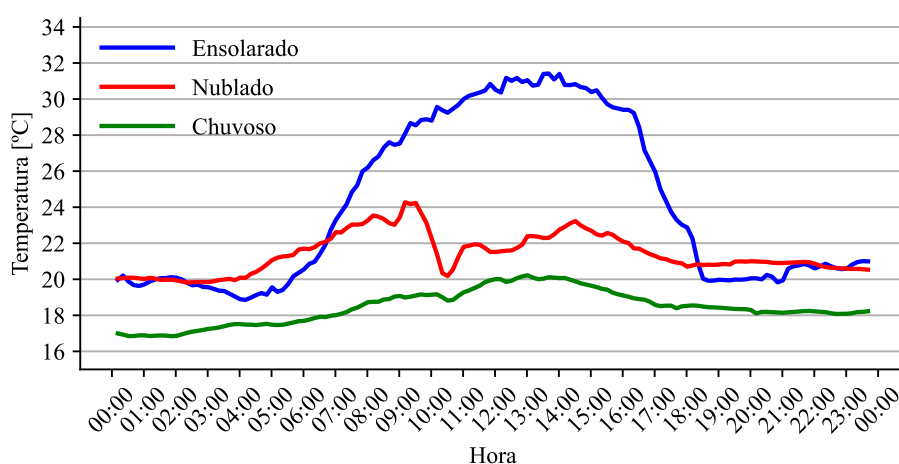
Como o ponto de máxima potência depende principalmente da radiação solar incidente e da temperatura da célula, as quais variam aleatoriamente, conforme ilustrado na Figura 37 e Figura 38, a posição do MPP está constantemente variando (BENDIB et al, 2015).

Figura 37 – Variação da radiação solar para diferentes condições climáticas.



Fonte: Autoria própria.

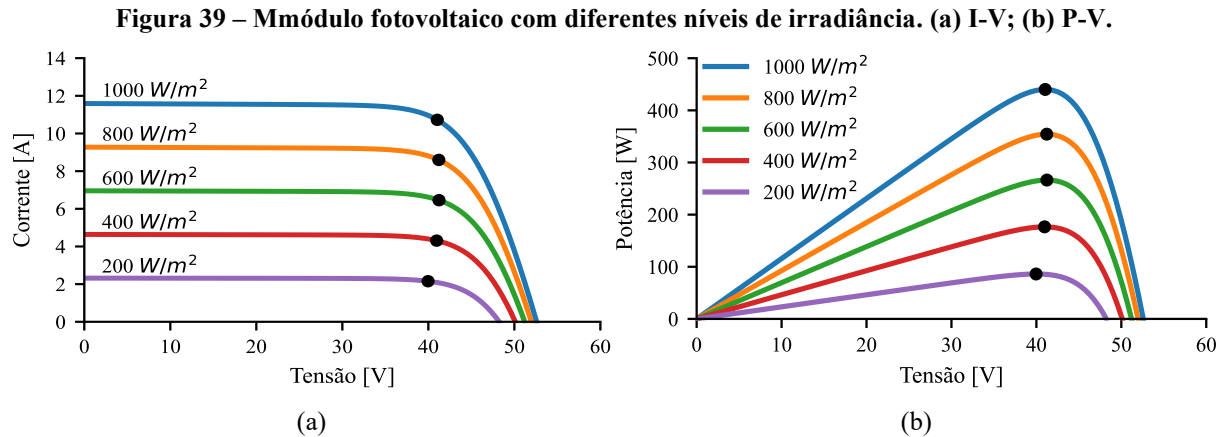
Figura 38 – Variação da temperatura para diferentes condições climáticas.



Fonte: Autoria própria.

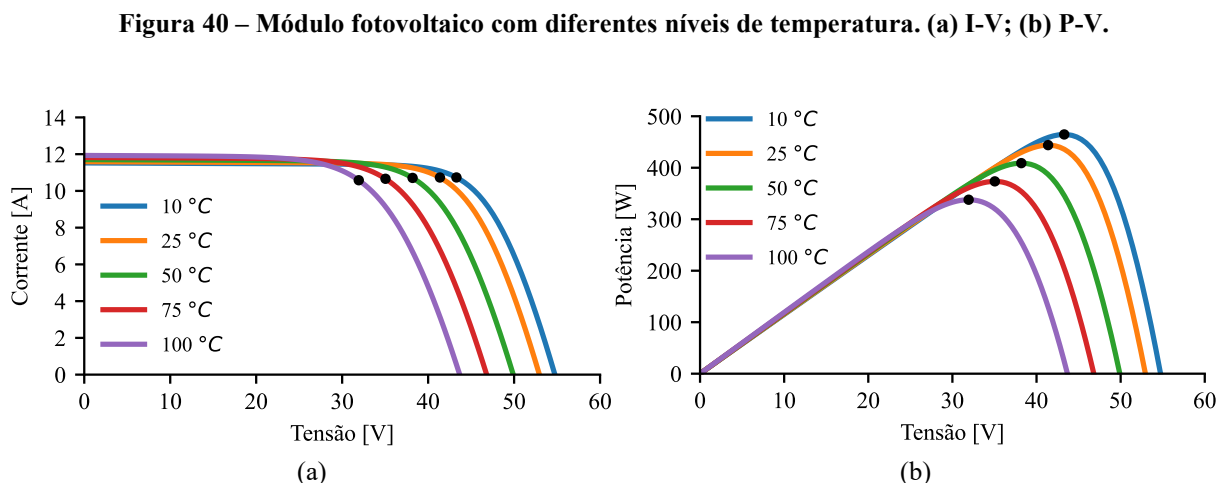
O principal desafio do uso de sistemas de geração de energia fotovoltaica é lidar com as características não lineares do módulo fotovoltaico, as quais são dependentes dos níveis de irradiação e temperatura (PAKKIRIAH et al, 2016).

Para representar o efeito da variação da irradiância nos MPV, são realizadas simulações com valores variando de 200 W/m^2 até 1.000 W/m^2 , levando em consideração a temperatura fixa. As características I-V e P-V resultantes estão ilustradas na Figura 39. É possível observar uma maior dependência da corrente em relação à irradiância, ao contrário da tensão, a qual apresenta baixa alteração (MOTAHHIR e SUKUMAR, 2018).



Fonte: Autoria própria.

Para representar o efeito da variação da temperatura nos MPV, são realizadas simulações com valores variando de 10°C até 100°C , sendo que a irradiância é mantida com valor constante. As características I-V e P-V resultantes estão ilustradas na Figura 40. É possível observar que à medida que a temperatura de operação aumenta, a corrente de curto-circuito aumenta suavemente, enquanto a tensão de circuito aberto diminui drasticamente. Portanto, a mudança de temperatura afeta fortemente a tensão fotovoltaica (MOTAHHIR et al 2018).



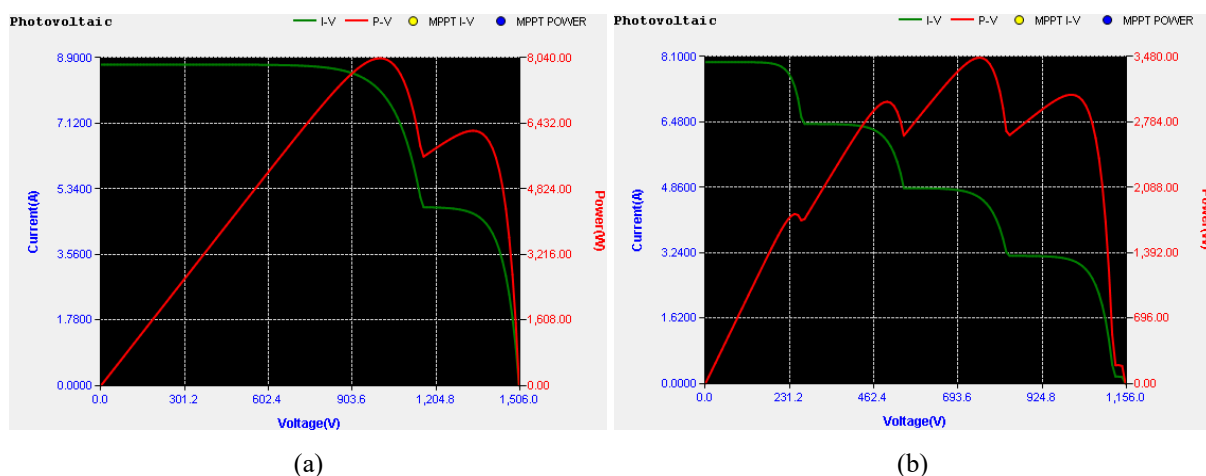
Fonte: Autoria própria.

Idealmente, os MFV devem ser instalados em locais sem que sejam sombreados. No entanto, para SFV encontrados nos telhados em áreas urbanas ou suburbanas, muitas vezes essa situação é inevitável. Nesses casos, o sombreamento poderá reduzir consideravelmente a geração de energia (DGS, 2008).

Sombreamentos parciais podem ser provocados por árvores, edificações próximas, folhas ou sujeiras depositadas sobre a superfície dos módulos. Quando um MFV é exposto a diferentes valores de irradiância, as células sombreadas absorvem a energia gerada pelas células não sombreadas, levando a uma dissipação localizada de energia na forma de calor (PINHO e GALDINO, 2014) (MARTIN et al, 2018).

Como consequência, as curvas I-V e P-V do sistema fotovoltaico podem apresentar distorções, inclusive com a ocorrência de máximos locais, conforme representado na Figura 41. Em verde está representada a curva I-V, enquanto em vermelho, a curva P-V (PINHO e GALDINO, 2014) (MARTIN et al, 2018).

Figura 41 – Máximos locais decorrentes de sombreamento parcial. (a) Dois máximos locais; (b) Quatro máximos locais.



Fonte: Autoria própria.

2.2.1.2 Rastreador do ponto de máxima potência

Antes de serem utilizadas em barramentos CC, CA ou diretamente nas cargas, as fontes de energia renovável, incluindo a solar fotovoltaica, precisam que sua geração seja regulada. Nessa fase são utilizados os conversores eletrônicos de potência (CHOUDHURY et al 2019) (CARDOSO et al 2020) (ANDRADE et al 2018).

Conforme explicado anteriormente, a tensão gerada pelos módulos fotovoltaicos apresenta baixa amplitude CC e não permanece constante devido às contínuas mudanças na

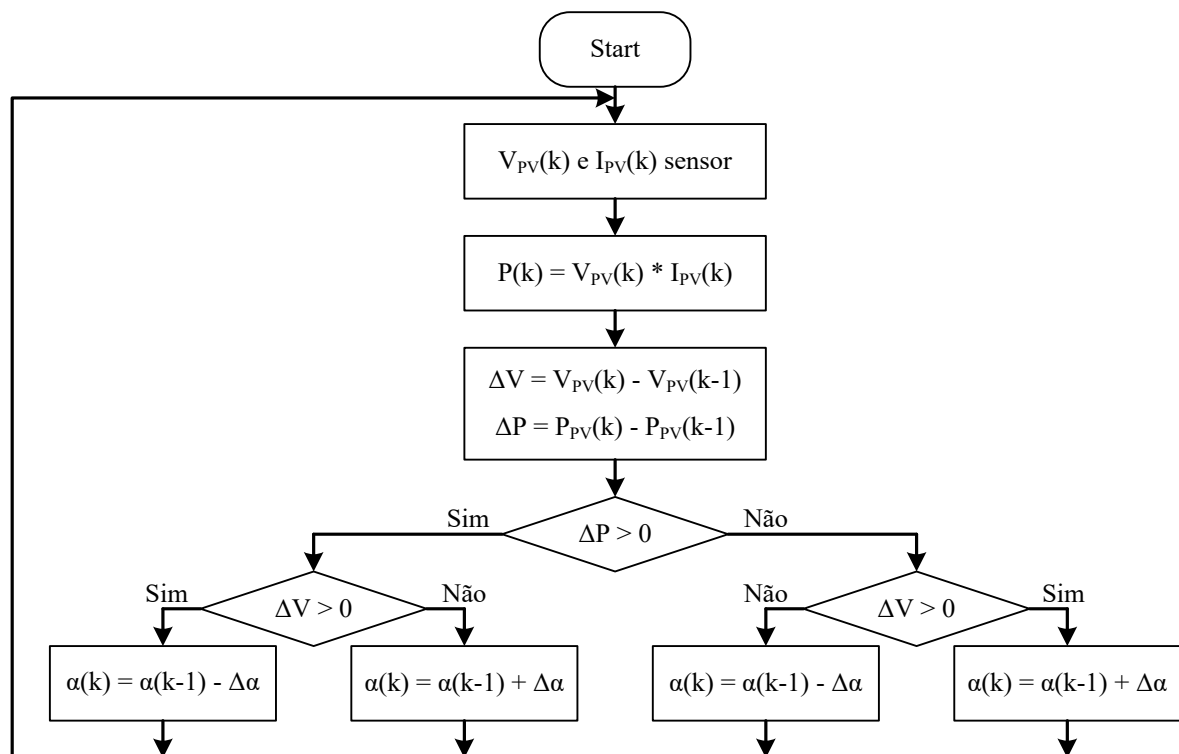
irradiância e/ou temperatura. Portanto, é uma necessidade crítica projetar um conversor CC-CC para regular esses valores. Muitas topologias de circuito conversores foram publicadas na literatura (KUMAR et al 2017) (KUMAR et al 2021) (KUMAR et al 2020).

No entanto, o conversor CC-CC não atua apenas aumentando ou diminuindo a tensão de saída CC gerada por um SFV, ele também está implementando a tarefa crucial de detecção do MPP, com base nas variações das condições climáticas ao longo do dia. A partir das características P-V e I-V, são utilizados algoritmos adequados para controle e rastreamento do MPPT (KUMAR et al 2021) (KUMAR et al 2017) (XU et al 2020) (BASHA e RANI 2020).

A técnica de MPPT é usada principalmente para extrair a máxima potência dos módulos fotovoltaicos com a respectiva irradiância solar e temperatura em determinado instante. O objetivo é extrair potência máxima sob qualquer condição climática (ALI et al 2021) (PAKKIRIAH e SUKUMAR, 2016) (KUMAR et al 2020) (KUMAR et al 2017).

Normalmente, o MPPT é obtido a partir das medições de tensão e/ou corrente, assim, o algoritmo gera a razão cíclica ou a frequência de comutação ideal para manter as grandezas elétricas (tensão, corrente e potência) em valores correspondentes ao MPP para quaisquer condições ambientais (BENDIB et al 2015) (KUMAR et al 2021) (ELTAMALY, FARH e OTHMAN, 2018).

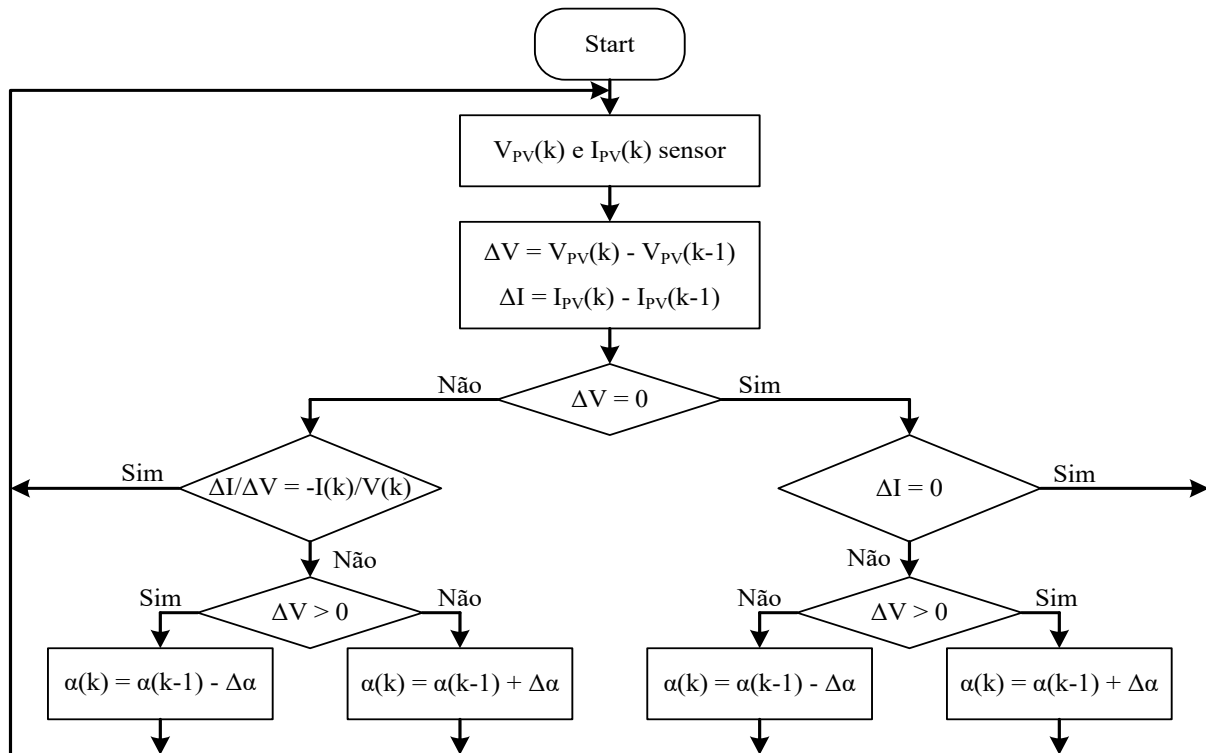
Figura 42 – Fluxograma do MPPT com programação por P&O.



Fonte: MOTAHHIR et al 2018.

Existem variadas técnicas e algoritmos de controle para rastrear o MPP de modo eficiente, como por exemplo perturba e observa (P&O), condutância incremental (IC), *fuzzy*, fração da corrente de curto-circuito, fração da tensão de circuito aberto, tensão constante, escalada, algoritmo genético, etc. Os dois primeiros são mais simples e comumente utilizados. O fluxograma de ambos está ilustrado na Figura 42 e na Figura 43, respectivamente (PAKKIRIAH e SUKUMAR, 2016) (BENDIB et al 2015) (XU et al 2020) (ALI et al 2021).

Figura 43 – Fluxograma do MPPT com programação por condutância incremental.



Fonte: MOTAHHIR et al 2018.

Essas técnicas representadas nos exemplos são facilmente implementáveis devido à sua baixa complexidade de programação, sendo bastante eficientes para condições em que não há sombreamento, pois o sistema fotovoltaico irá gerar apenas um MPP global (BOLLIPO et al 2020) (ELTAMALY, FARH e OTHMAN, 2018).

Algumas variáveis de programação, como passo de amostragem e o tamanho do passo de perturbação devem ser muito bem selecionados, porque pequenos valores tendem a reduzir o desempenho dinâmico do MPPT durante mudanças rápidas na irradiância, ao contrário, valores grandes prejudicam o desempenho do algoritmo durante o estado estacionário. A frequência de amostragem também influencia diretamente na dinâmica do algoritmo (DE JESUS et al 2016) (KILLI e SAMANTA 2015).

As principais desvantagens e dificuldades na operação do MPPT aparecem durante desvios ocasionais do MPP em decorrência de mudanças bruscas nas condições atmosféricas, principalmente devido à passagem de nuvens sobre o arranjo fotovoltaico (BENDIB et al 2015) (DE JESUS et al 2016).

A confusão que se origina quando há um abrupto aumento ou diminuição da irradiância, deve-se à falta de conhecimento em saber se a alteração da potência é devido a perturbações ou mudanças externas. Quanto mais intensa for a oscilação da irradiância, mais severo será o efeito no conversor (KILLI e SAMANTA 2015) (MOTAHHIR et al 2018) (DE JESUS et al 2016).

Quando a irradiância solar aumenta repentinamente, os algoritmos convencionais levam à potência a divergir muito do novo MPP. Dessa forma, o sistema leva muito tempo para corrigir a defasagem e chegar ao novo MPP, devido à decisão errada feita por algoritmos convencionais. Além disso, muitas vezes ocorrem oscilações de estado estacionário após o MPP ser atingido. Para resolver essas questões e tentar obter uma programação mais abrangente, vários algoritmos são propostos na literatura (DE JESUS et al 2016) (MOTAHHIR et al 2018).

Além disso, essas estratégias clássicas negligenciam o efeito do sombreamento, resultando na falha de rastreamento do MPP real, caindo no problema de haver vários máximos locais, muitas vezes impossibilitando de se encontrar o máximo global (BOLLIPO et al 2020).

Bollipo et al 2020 descrevem uma extensa revisão sobre várias técnicas de MPPT. São realizadas comparações baseadas em resultados obtidos por outros autores, os quais são apresentadas de maneira ilustrativa e com observações sobre vantagens e desvantagens.

Pakkiraiah e Sukumar 2016 descrevem uma revisão sobre alguns modelos de MPPT, explicando seus pontos positivos e negativos. São abordados também temas mais relacionados aos desafios e o que se espera para o futuro da energia solar fotovoltaica.

No trabalho de Basha e Rani 2020 são analisados e explicados os modelos convencionais de MPPT. São feitas comparações sob condições de irradiação estática e dinâmica, considerando a complexidade do algoritmo, velocidade de rastreamento, oscilações no MPP e parâmetros de detecção.

Eltamaly, Farh e Othman 2018 revisam e comparam as 17 técnicas de MPPT mais comumente utilizadas, visando avaliar os respectivos desempenhos para SFV em situação de sombreamento.

Ryu et al 2014 trabalham com um conversor *flyback* sem sensor de tensão com MPPT baseado em P&O. São apresentados resultados de simulação e de testes reais, comprovando operação com alto desempenho, tanto do conversor quanto do algoritmo.

Xu et al 2018 simulam e comparam os métodos de indutância incremental, indutância incremental modificado e uma proposição de indutância incremental com passo variável. Os resultados concluem que o novo método é mais rápido e apresenta melhor desempenho.

Ali et al 2021 expõem um controle de lógica com *fuzzy*, buscando melhorar o desempenho do método de indutância incremental, variando o tamanho do passo de tensão. No artigo, são comparados resultados de simulação entre o método da indutância incremental com passo fixo de 0,001 e 0,003 segundos, o método P&O com passo fixo em 0,001s e o método proposto. Para todas os testes, o novo modelo proposto apresentou vantagens, tanto em velocidade quando em estabilidade.

Bendib et al 2015 revisaram os modelos mais comumente utilizados, além de exibir resultados de variadas simulações feitas em *simulink* comparando os métodos *fuzzy*, P&O convencional, P&O modificado, condutância incremental, indutância incremental modificada e o conversor CC-CC sem MPPT. Em termos de estabilidade, precisão e velocidade de resposta, o algoritmo *fuzzy* apresentou os melhores resultados.

De Jesus et al 2016 revisam brevemente alguns dos métodos mais utilizados para MPPT, além de implementarem simulações no *simulink*. Foram comparados os algoritmos P&O convencional, P&O modificado, P&O melhorado e condutância incremental, a partir de um perfil de irradiância predefinido.

Killi e Samanta 2015 focam mais no método P&O, apresentando uma revisão com os pontos positivos e negativos. O artigo busca enfatizar o fato da variação abrupta de irradiância confundir o algoritmo, portanto é desenvolvida uma versão modificada. Foram obtidos resultados simulados e reais, comprovando que o novo método é mais eficiente.

Lee e Yun 2019 revisaram os principais métodos utilizados, além de proporem um algoritmo novo, que é a combinação do P&O e condutância incremental. Foram realizados testes reais e os resultados são comparados com outros artigos com P&O, P&O modificado e indutância incremental modificada. Em todas as comparações, como desempenho, velocidade e estabilidade, seu método proposto foi comprovadamente superior.

Motahhir et al 2015 apresentam uma comparação de simulação entre um modelo P&O e P&O modificado proposto, no qual propõem modificação para diminuir a oscilação em torno do MPP. Os modelos foram comparados com simulação no PSIM, comprovando a melhora na velocidade e estabilidade do funcionamento. No artigo os autores anexaram a programação desenvolvida.

Motahhir et al 2018 esclarecem de forma didática os processos para simulação de módulos fotovoltaicos no PSIM além de uma revisão aprofundada sobre alguns modelos mais

utilizados de MPPT. É demonstrado um modelo de indutância incremental modificado com maior foco em eliminar as inconsistências quando há abrupta variação de irradiância. Por meio de simulação, é comparado com o método P&O e indutância incremental, demonstrando melhor desempenho e menor tempo de resposta.

2.3 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, foram apresentados os conceitos básicos e aplicações dos conversores CC-CC, com ênfase inicial para o conversor elevador de tensão mais simples, o *boost* convencional. Sucintamente foi explicado o princípio de operação, e expostas as principais vantagens, suas aplicações e algumas desvantagens.

Devido a necessidade de se obter ganhos de tensão maiores, muitas vezes impulsionado pelas características da geração de energia renovável, ficou evidente que os conversores *boost* convencionais não teriam a capacidade de serem utilizados para tais aplicações. A partir dessa necessidade, são estudados e desenvolvidos novos métodos para se obter elevação de tensão, e dentre os muitos modelos, deu-se destaque para o conversor *boost interleaved*, apresentando uma variedade de exemplos, variações topológicas e aplicações.

Para aplicações que exigem ganhos de tensão ainda mais altos do que os conversores *boost* convencional e *boost interleaved* podem fornecer, recorre-se aos conversores de alto ganho. Para essa família de conversores, foram destacados alguns exemplos, aplicações e trabalhos de pesquisa recentemente publicados.

Dentre os mais variados modelos de conversores de alto ganho, um em particular foi detalhado, uma topologia muito simples e com poucos componentes, o conversor *boost-flyback*. Foram destacadas algumas variações topológicas, exemplos de utilização e descritos muitos trabalhos publicados que fazem uso dessa topologia.

A maioria dos conversores apresentados são empregados na geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis, sendo a grande maioria na área de solar fotovoltaica. Com base nessa grande utilização, foram explicados os principais recursos climáticos que mais influenciam na geração de energia pelo método fotovoltaico, que são a irradiância e temperatura, e como eles afetam o funcionamento. Influenciados pela temperatura e pela irradiância, os módulos fotovoltaicos geram uma quantidade de energia proporcional a essas grandezas. Para melhor demonstração desse efeito, são construídos os gráficos de corrente e potência em função da tensão, os gráficos I-V e P-V.

Baseado nessas variações e imprevisibilidade das condições climáticas, demonstra-se

a necessidade de um controlador para manter o conversor sempre coletando o maior nível de energia que esteja disponibilizado pelas condições climáticas durante todo o período de operação. Para isso, são desenvolvidos os sistemas de MPPT, para as quais foram destacadas as principais metodologias e descritos alguns trabalhos de pesquisas publicados.

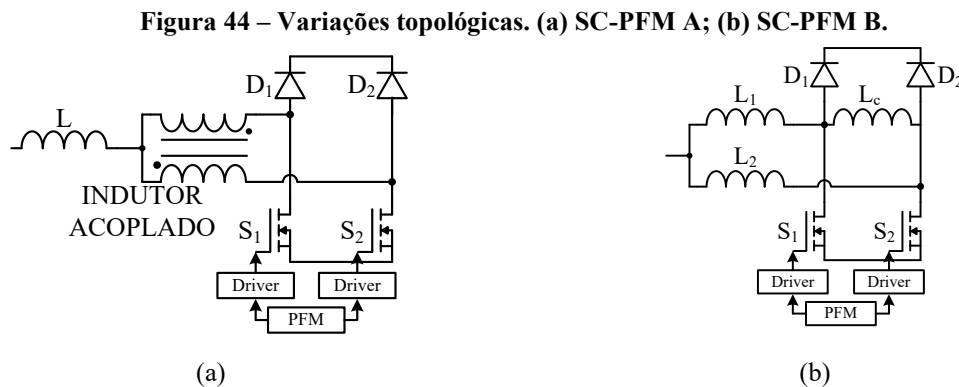
3 CONVERSOR *BOOST-FLYBACK INTERLEAVED* DE ALTO GANHO

Nesse capítulo será introduzida a célula de comutação com modulação por frequência de pulso (*switching cell with pulse frequency modulation – SC-PFM*). A partir de uma de suas variações topológicas, a célula de comutação será utilizada para compor um conversor CC-CC de alto ganho estático, o conversor *boost-flyback interleaved* com modulação por frequência de pulso (*interleaved boost-flyback converter with pulse frequency modulation – IBFC-PFM*). O desenvolvimento dessa topologia constituirá na demonstração do princípio de operação, nas análises das não-idealidades e nos estresses de tensão e corrente nos componentes.

3.1 APRESENTAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO

Este trabalho utiliza uma célula de comutação com modulação por frequência de pulso (SC-PFM). Sua estrutura básica pode ser utilizada para formar diversos conversores (*buck*, *boost*, *buck-boost*), conforme detalhado nos trabalhos de SOARES 2021 e em SOARES e BADIN 2022.

A célula de comutação utilizada possui algumas variações topológicas da sua estrutura, sendo duas delas apresentadas na Figura 44. A variante apresentada na Figura 44(a) possui um indutor de entrada e um par de indutores acoplados, enquanto a apresentada na Figura 44(b), é composta por três indutores. A quantidade de semicondutores é a mesma entre elas, no entanto, apesar dessas discrepâncias, as principais formas de onda e as etapas de funcionamento são semelhantes.



Fonte: Autoria própria.

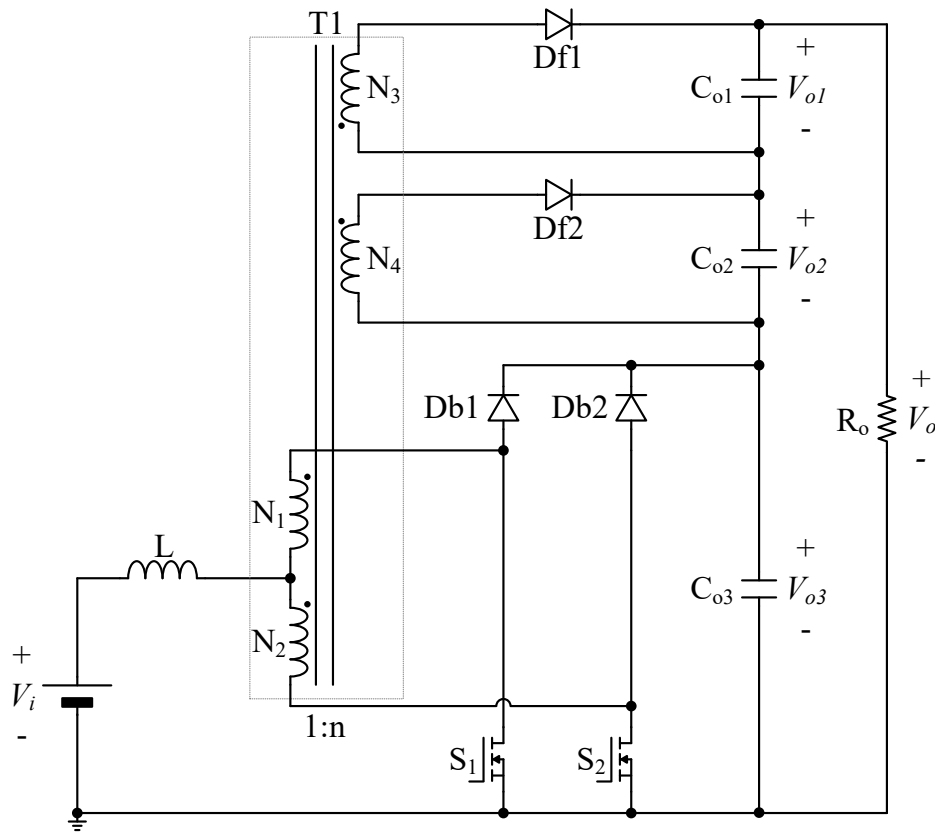
A célula de comutação apresenta variações topológicas adicionais, as quais podem ser

verificadas em Soares 2021, bem como os detalhes de funcionamento, princípios de operação e análises complementares. Adicionalmente, são demonstradas as composições dos conversores CC-CC clássicos e as principais comparações.

3.2 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

No presente estudo, será proposto um conversor *boost-flyback* utilizando a variação topológica apresentada na Figura 44(a), com um indutor de entrada e indutores acoplados. A topologia desenvolvida, em conjunto com todos os componentes necessários, está ilustrada na Figura 45.

Figura 45 – Conversor *boost-flyback interleaved* desenvolvido a partir da célula de comutação.



Fonte: Autoria própria.

Essa topologia de conversor opera de maneira *interleaved* tanto no estágio do *boost* quanto no do *flyback*, o que promove a divisão da corrente de entrada entre os semicondutores. Além disso, apresenta auto equilíbrio das correntes, desde que os dispositivos comutadores operem com razão cíclica e frequência de comutação equivalentes, dispensando o uso de malha de controle adicional, tanto para a tensão como para a corrente.

O conversor, assim como a célula de comutação, possui característica de entrada resistiva, ou seja, a corrente de entrada é proporcional à tensão de entrada, podendo ser denominado também como seguidor de tensão. Além disso, a corrente de entrada não sofre variações quando há alguma flutuação na tensão de saída, ou seja, não reflete as perturbações da saída.

Outras vantagens significativas são a comutação suave, fator que assegura um maior desempenho ao conversor, dispensa circuitos de grampeamento ou *snubbers*, porque a indutância de dispersão não afeta significativamente a operação, requer poucos componentes e baixa relação de transformação. Possui ponto de conexão comum entre a fonte e a carga, a célula *flyback* pode ser conectada em série ou paralelo, dependendo da aplicação. Opera com corrente de entrada contínua, cuja oscilação é o dobro da frequência de comutação e diminui à medida que a potência é reduzida, entre outras.

O conversor proposto apresenta características bastante inovadoras. O indutor de entrada operar com característica de CCM, visto que a corrente que circula pelo componente nunca atinge um valor nulo, exibe baixa ondulação na tensão de saída, requer um sistema de controle bastante simples e sempre há um estágio de transferência de energia.

No entanto, o conversor também demonstra características de condução em modo descontínuo (*discontinuous conduction mode* – DCM), principalmente devido à alteração da tensão de saída quando há variações da carga, a dependência da tensão de saída de vários parâmetros do conversor e ao bloqueio do diodo antes do término do período.

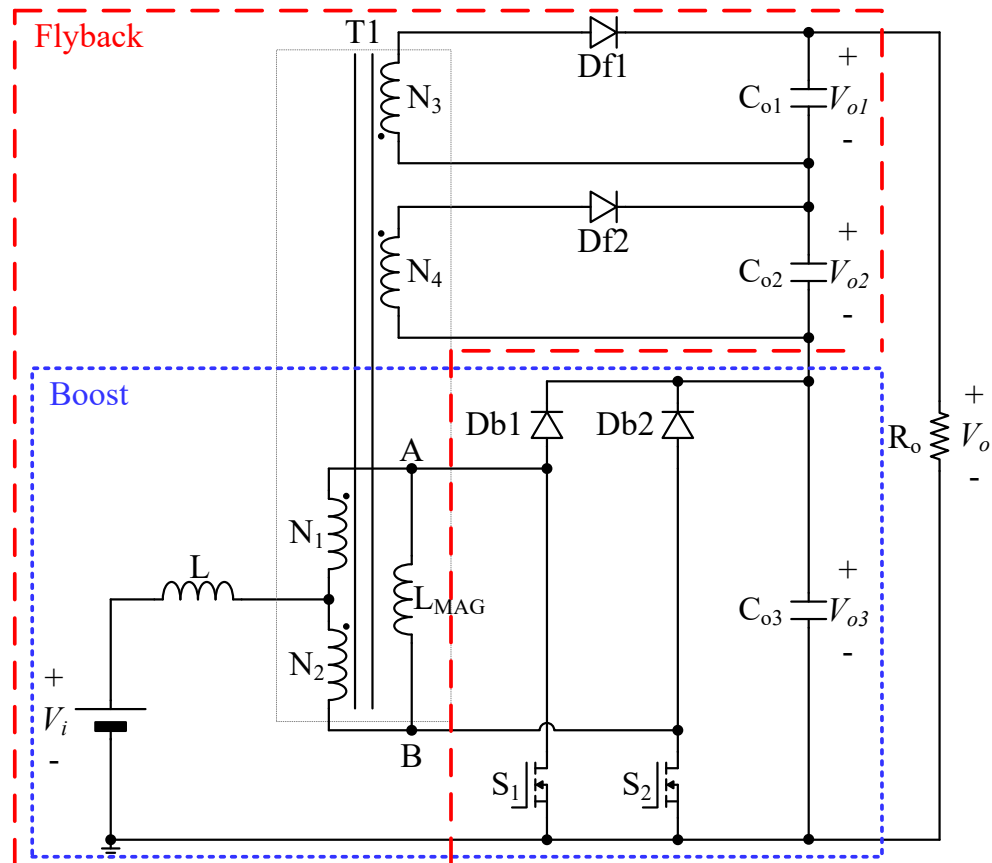
3.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Na Figura 46, é reintroduzido o conversor *boost-flyback interleaved* destacando os dois modelos de conversores, os quais unidos, nomeiam o projeto proposto. No diagrama eletrônico da topologia proposta, V_i corresponde à fonte CC de alimentação e L representa o indutor de entrada.

TI representa quatro indutores acoplados montados em um único núcleo composto por dois enrolamentos primários N_1 e N_2 , além de dois secundários, N_3 e N_4 . O grupo de enrolamentos é construído para serem iguais entre si, ou seja, $N_1 = N_2$ e $N_3 = N_4$. A indutância de magnetização vista por cada um dos enrolamentos primários é simbolizada como L_M que é equivalente à indutância da própria bobina, isto significa que $L_M = L_{N1} = L_{N2}$, conforme ilustrado na Figura 47(a). L_{MAG} refere-se a indutância de magnetização vista pelos dois enrolamentos primários em série, ou seja, entre os pontos “A” e “B” na Figura 46, conforme demonstrado na

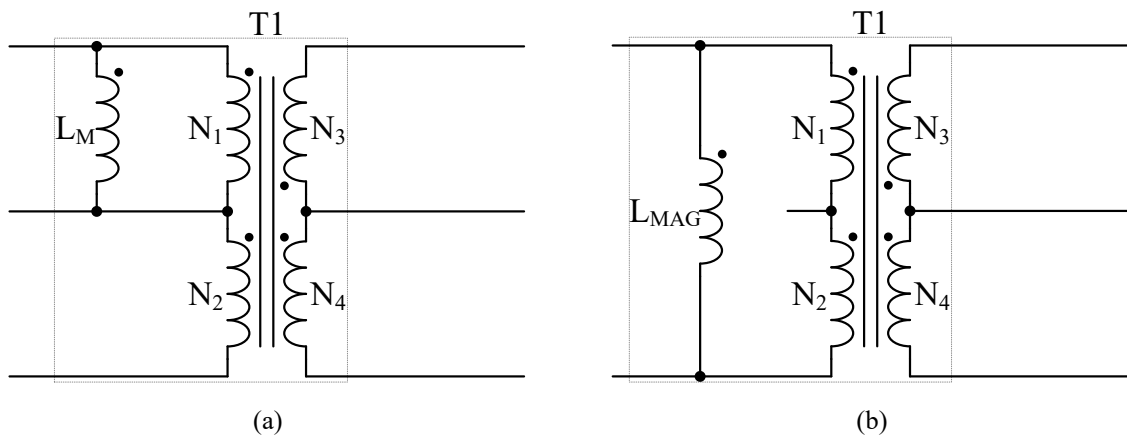
Figura 47(b), podendo ser definido como $L_{MAG} = 4 \cdot L_M$. É importante ressaltar que neste conversor, a indutância de magnetização é responsável pelas características de comutação suave e pela característica de seguidor de tensão. A relação de transformação é denotada por $1:n$, definida como $n = N_3/N_1 = N_4/N_2$.

Figura 46 – Aspectos do conversor proposto.



Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Indutância de magnetização. (a) Vista pelos enrolamentos primários individualmente; (b) vista pelos dois enrolamentos do primário em série.



Fonte: Autoria própria.

A polaridade da bobina N_3 parece estar invertida em relação a N_4 , mas é importante observar que a corrente de entrada está conectada entre os enrolamentos N_1 e N_2 , portanto, deve-se verificar a correta posição para garantir a completa transferência de energia em cada ciclo.

A tensão de saída do estágio *boost* é representada por V_{o3} , enquanto as duas células *flyback* são nomeadas V_{o1} e V_{o2} . Cada saída possui um capacitor individual para suavizar a ondulação de tensão. Todas as saídas estão conectadas em série, o que gera a tensão de saída, V_o , alimentando a carga, R_o . Caso seja necessário acrescentar outro estágio de potência, um novo par de enrolamentos intercalados no secundário pode ser adicionado ao $T1$, o que significa que apenas a célula do *flyback* precisa ser expandida, enquanto a parte do *boost* permanece a mesma.

Os interruptores S_1 e S_2 operam com razão cíclica fixa, $D=0,5$, defasados entre si em 180° . Finalmente, $Db1$, $Db2$, $Df1$ e $Df2$ representam os diodos das células *boost* e *flyback*, respectivamente.

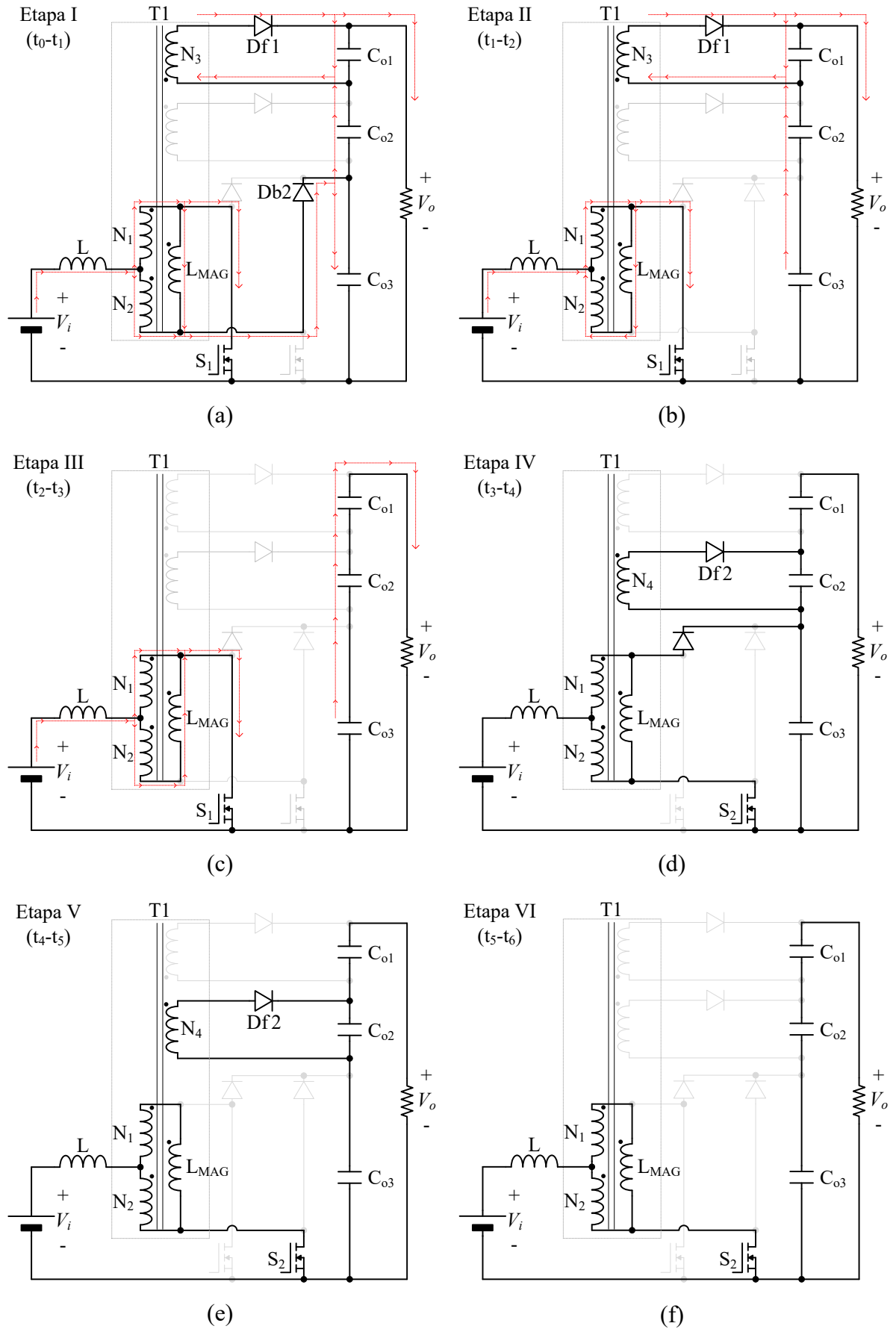
Para descrever o funcionamento do conversor, algumas considerações devem ser tomadas:

- Os semicondutores são considerados ideais;
- Os valores das tensões de entrada e de saída, V_i e V_o respectivamente, são considerados constantes dentro de um período de comutação;
- Os valores das tensões na saída das células do *flyback* e do *boost*, V_{o1} , V_{o2} e V_{o3} respectivamente, são considerados constantes dentro de um período de comutação;
- Os enrolamentos do primário são idênticos;
- Os enrolamentos do secundário são idênticos, portanto, $V_{o1}=V_{o2}$;
- Os componentes magnéticos são considerados ideais;
- A ondulação de corrente sobre o indutor de entrada, Δi_L , é desprezada dentro de um período de comutação.

O conversor apresenta seis estados topológicos, conforme ilustrado na Figura 48. A operação é simétrica, sendo os intervalos 1, 2 e 3 semelhantes ao 4, 5 e 6, apenas alterando o diodo, o interruptor e o secundário dos indutores acoplados que estão em condução, além de inverter o sentido da corrente e da tensão na indutância de magnetização, L_{MAG} .

Na representação dos estados topológicos, os componentes conduzindo corrente elétrica destacam-se pela coloração escura, enquanto os bloqueados são retratados em coloração cinza clara. Nas três primeiras etapas de operação salientam-se os caminhos que a corrente elétrica percorre.

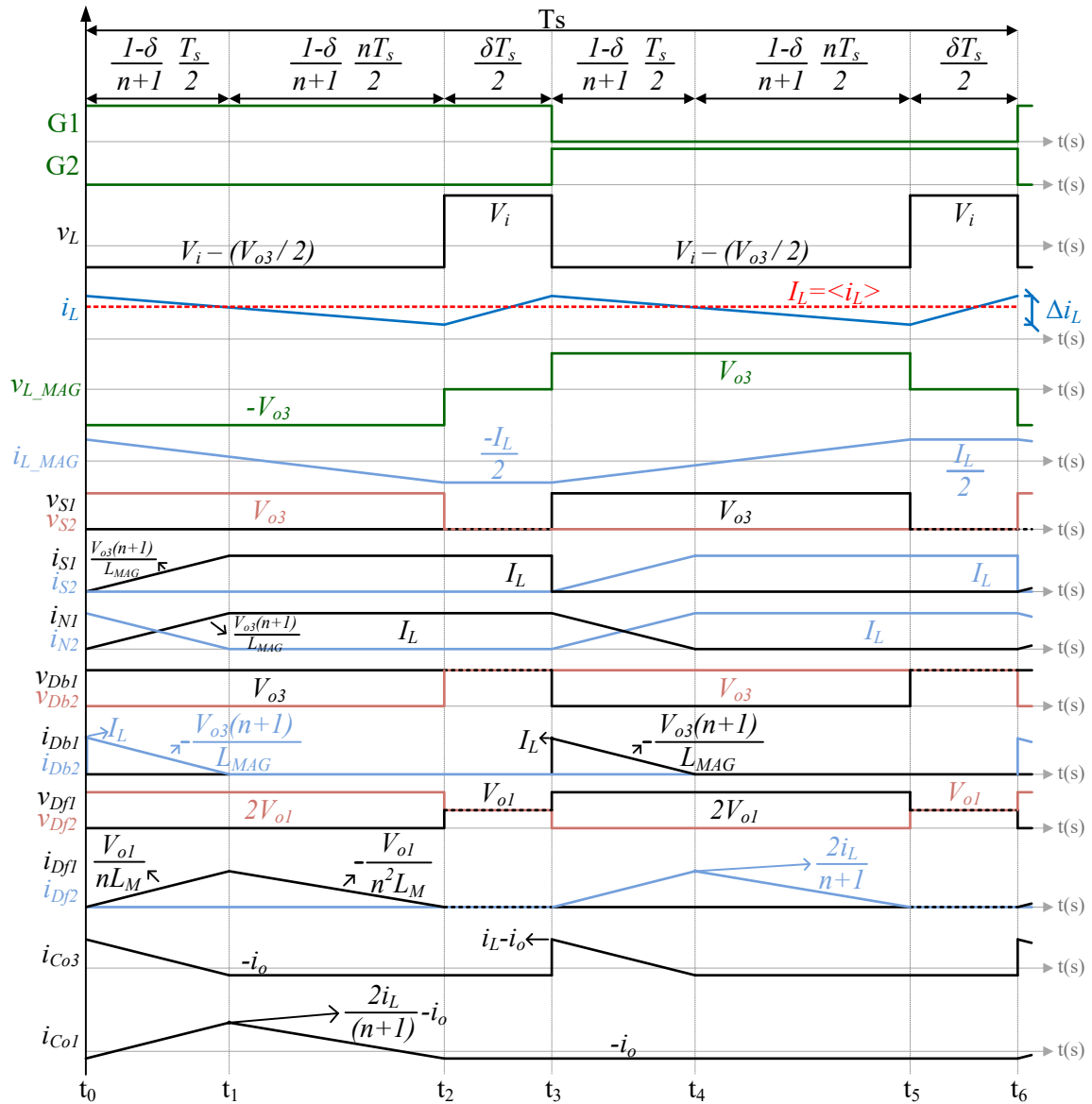
Figura 48 – Estados topológicos do conversor *boost-flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 49, são apresentadas as principais formas de onda do conversor operando em CCM, as quais dão suporte para o desenvolvimento do equacionamento. δ representa a razão cíclica efetiva do conversor, definido como a relação de tempo em que o indutor de entrada armazena energia dentro de um ciclo completo de comutação.

Figura 49 – Principais formas de onda do conversor *boost-flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Em conjunto com as principais formas de onda, também são destacados os respectivos níveis de tensão, o equacionamento das variações de corrente bem como os valores de pico e a duração de cada intervalo de tempo.

- Etapa 1 (t_0 - t_1), Figura 48(a): nesta etapa, o comutador S_1 e diodo $Db2$ entram em estado de condução. O interruptor S_2 cessa a condução e o diodo $Db1$ se

mantém bloqueado. O indutor de magnetização começa a descarregar. Na célula do *flyback*, o diodo $Df1$ entra em condução enquanto o diodo $Df2$ continua bloqueado. Durante este período, a corrente pelo interruptor S_1 aumenta desde zero até o valor máximo. A tensão no interruptor S_2 e no indutor L_{MAG} é equivalente à tensão de saída da célula do *boost*, V_{o3} . A tensão no indutor de entrada é igual a $V_i - V_{o3}/2$. A tensão no diodo do *flyback* é equivalente à soma de V_{o1} e V_{o2} . Ao final da primeira etapa, o interruptor S_1 e o diodo $Df1$ atingem seus valores máximos de corrente, enquanto o diodo $Db2$ finaliza a condução e bloqueia com corrente nula (*zero current switching* – ZVS).

- Etapa 2 (t_1 - t_2), Figura 48(b): nesta etapa, o interruptor S_1 se mantém em condução com seu nível máximo de corrente, equivalente à corrente de entrada. S_2 continua bloqueado. O diodo $Db1$ se mantém bloqueado, assim como $Db2$, o qual interrompeu sua condução. Os Diodos $Df1$ e $Df2$ não sofrem alterações em seus estados. Durante este intervalo, a tensão no interruptor S_2 , no indutor de magnetização, no indutor de entrada e no diodo $Df2$ mantém o nível da etapa anterior. Ao final da segunda etapa, o diodo $Df1$ bloqueia com corrente nula e todos os diodos passam a estar bloqueados.
- Etapa 3 (t_2 - t_3), Figura 48(c): o interruptor S_1 se mantém em condução com o mesmo nível de corrente enquanto S_2 continua bloqueado. Nenhum diodo está conduzindo. Os três capacitores nesse momento estão conectados em série e alimentam a carga. Durante este período, a tensão no interruptor S_2 é igual a tensão no indutor L_{MAG} , com valor nulo, assumindo que $L \gg L_{MAG}$. O indutor de entrada passa a armazenar energia, e sua tensão é igual a tensão de entrada, V_i . O conversor entra em estado de roda livre. Após o fim da terceira etapa, o conversor apresenta simetria na operação, sendo as próximas três etapas iguais ao que foi apresentado anteriormente, porém com os componentes alternados.
- Etapa 4 (t_3 - t_4), Figura 48(d): nessa etapa, o interruptor S_1 interrompe a condução e os diodos $Db2$ e $Df1$ permanecem bloqueados. O interruptor S_2 entra em condução junto com os diodos $Db1$ e $Df2$. A tensão no interruptor S_1 e no indutor L_{MAG} é equivalente à tensão de saída da célula do *boost*, V_{o3} . O indutor de entrada volta a descarregar e a tensão é igual a $V_i - V_{o3}/2$. Ao final da quarta etapa, o interruptor S_2 e o diodo $Df2$ atingem seus valores máximos de corrente, enquanto o diodo $Db1$ finaliza a condução e bloqueia com corrente nula.

- Etapa 5 (t_4 - t_5), Figura 48(e): o interruptor S_2 se mantém em condução e S_1 continua bloqueado. O diodo $Db1$ entra em modo de bloqueio, o mesmo estado dos outros três diodos. Durante esse período, a tensão no interruptor S_1 , no indutor L_{MAG} , no indutor de entrada e no diodo $Df1$ se mantém sem alteração em comparação com a etapa anterior. Ao final da quarta etapa, o diodo $Df2$ bloqueia com corrente nula e todos os diodos passam a estar bloqueados.
- Etapa 6 (t_5 - t_6), Figura 48(f): o interruptor S_2 se mantém em condução e S_1 continua bloqueado. Todos os 4 diodos estão em estado bloqueado. O conversor entra novamente em estado de roda livre, sendo a carga alimentada apenas pelos capacitores, que agora estão conectados em série. Durante a sexta etapa, a tensão no interruptor S_1 é igual a tensão no indutor L_{MAG} , com valor nulo, assumindo que $L \gg L_{MAG}$. O indutor de entrada passa a armazenar energia novamente, e sua tensão é igual a tensão de entrada, V_i . O conversor entra novamente em estado de roda livre. Após o término da Etapa 6, o conversor retorna a Etapa 1 e o ciclo de operação é reiniciado.

Na Tabela 1, são resumidos os estados de operação dos semicondutores, identificando individualmente o instante em se inicia a condução, encerra a condução (bloqueia) e permanece bloqueado.

Tabela 1 – Resumo do estado de operação dos semicondutores.

	t_0	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
	Etapa 1		Etapa 3		Etapa 5		
	Etapa 2		Etapa 4			Etapa 6	
S_1	Inicia Condução	Condução	Condução	Bloqueia	Bloqueado	Bloqueado	Inicia Condução
S_2	Bloqueia	Bloqueado	Bloqueado	Inicia Condução	Condução	Condução	Bloqueia
$Db1$	Inicia condução	Bloqueia	Bloqueado	Bloqueado	Bloqueado	Bloqueado	Inicia condução
$Db2$	Bloqueado	Bloqueado	Bloqueado	Inicia condução	Bloqueia	Bloqueado	Bloqueado
$Df1$	Inicia Condução	Condução	Bloqueia	Bloqueado	Bloqueado	Bloqueado	Inicia Condução
$Df2$	Bloqueado	Bloqueado	Bloqueado	Inicia Condução	Condução	Bloqueia	Bloqueado

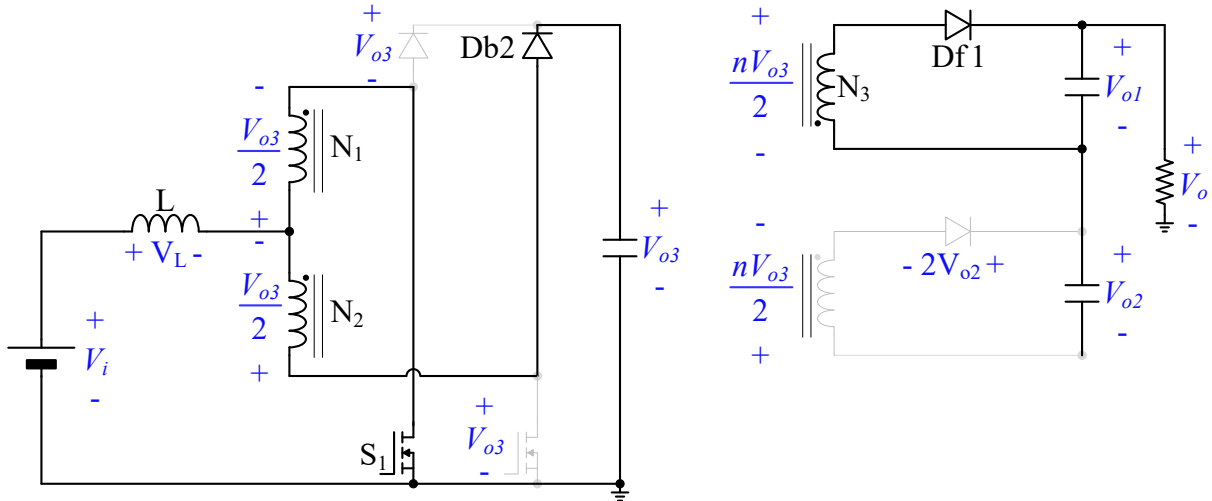
Fonte: Autoria própria.

Analisando o conversor como um todo, é possível determinar que a tensão de saída total é a soma das tensões das saídas individuais do *flyback*, V_{o1} e V_{o2} , e do *boost*, V_{o3} , conforme definido na equação (1).

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} \quad (1)$$

O primeiro estágio topológico do conversor, introduzido na Figura 48(a) é rerepresentado na Figura 50 com a análise das tensões nos componentes. A partir dessa análise, obtém-se a equação (2), a qual resulta em (3), definindo a relação entre as tensões em cada célula do conversor.

Figura 50 – Análise das tensões nos componentes do conversor *boost-flyback interleaved*.



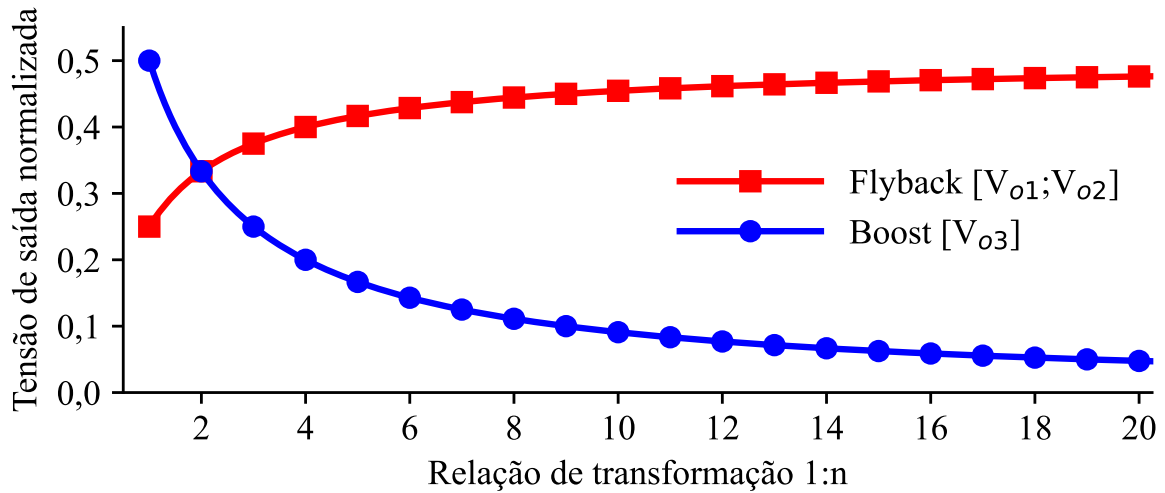
Fonte: Autoria própria.

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{nV_{o3}}{2} \quad (2)$$

$$\frac{V_{o1}}{V_{o3}} = \frac{V_{o2}}{V_{o3}} = \frac{n}{2} \quad (3)$$

As tensões de saída dos estágios *boost* e *flyback* serão equivalentes para os casos em que a relação de transformação for igual a dois. Na Figura 51, são comparadas as correspondências entre as tensões V_{o1} , V_{o2} e V_{o3} normalizadas e a relação de transformação.

Figura 51 – Normalização das tensões de saída das células *boost* e *flyback* em função de diferentes relações de transformação.



Fonte: Autoria própria.

A partir de (1) e (3), é possível determinar a tensão em cada célula do *flyback* com respeito à tensão na carga conversor e a relação de transformação dos indutores acoplados, em (4).

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{nV_o}{2(n+1)} \quad (4)$$

Com base em (3) e (4), é especificada em (5) a tensão na célula do *boost* relativa à tensão na carga e a relação de transformação dos indutores acoplados.

$$V_{o3} = \frac{V_o}{n+1} \quad (5)$$

É importante salientar que essas equações permitem ao projetista identificar as características dos interruptores S_1 e S_2 , bem como os diodos $Db1$, $Db2$, $Df1$ e $Df2$ em termos de tensão máxima que esses semicondutores devem suportar. Além disso, é possível regular a relação de transformação para atingir níveis de tensão específicos em cada uma das células de saída.

Com base em Figura 49, na qual estão representadas as principais formas de onda dos componentes, é possível extrair a relação da tensão no indutor de magnetização, L_{MAG} , (pontos A e B), e no indutor de entrada, v_L , conforme (7) e (6), respectivamente.

$$v_{LMAG} = v_{AB} = \begin{cases} -V_{o3}, & t_0 < t < t_2 \\ 0, & t_2 < t < \frac{T_s}{2} \\ V_{o3}, & \frac{T_s}{2} < t < t_5 \\ 0, & t_5 < t < T_s \end{cases} \quad (6)$$

$$v_L = \begin{cases} V_i - \frac{V_{o3}}{2}, & t_0 < t < t_2 \\ V_i, & t_2 < t < \frac{T_s}{2} \\ V_i - \frac{V_{o3}}{2}, & \frac{T_s}{2} < t < t_5 \\ V_i, & t_5 < t < T_s \end{cases} \quad (7)$$

O período de comutação é identificado por T_s , e a frequência de comutação, por f_s . Para simplificação dos cálculos, os períodos podem ser representados conforme em (8).

$$\begin{cases} t_0 < t < t_2 = t_2 - t_0 = (1 - \delta) \frac{T_s}{2} \\ t_2 < t < \frac{T_s}{2} = \frac{T_s}{2} - t_2 = \delta \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (8)$$

Analisando a tensão sobre o indutor L , v_L , e considerando que o valor médio da tensão durante um período de comutação em regime permanente é nula, obtém-se (9), a qual pode ser simplificada conforme em (10).

$$\left(V_i - \frac{V_{o3}}{2}\right)(1 - \delta) + V_i\delta = 0 \quad (9)$$

$$\frac{V_{o3}}{2}(1 - \delta) = V_i \quad (10)$$

A partir de (10), obtém-se a tensão na célula do *boost* com relação a tensão de entrada e a razão cíclica efetiva, conforme (11).

$$V_{o3} = \frac{2V_i}{1 - \delta} \quad (11)$$

Substituindo (11) em (3) é obtida a relação descrita em (12), relacionando a tensão na célula do *flyback* com a tensão de entrada.

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{nV_i}{1 - \delta} \quad (12)$$

Isolando δ em (10), obtém-se (13), que representa a relação para a razão cíclica efetiva.

$$\delta = 1 - \frac{2V_i}{V_{o3}} \quad (13)$$

Novamente com base em Figura 49, são retiradas as expressões da corrente no indutor de magnetização, L_{MAG} , nos instantes t_0 e t_2 , resultando em (14). O intervalo de tempo, conforme (8), corresponde a $(1-\delta)T_s/2$.

$$I_{L_{MAG}} = \begin{cases} +\frac{I_i}{2}, t_0 \\ -\frac{I_i}{2}, t_2 \end{cases} \quad (14)$$

É possível correlacionar a tensão V_{o3} e a variação da corrente sobre o indutor L_{MAG} entre os instantes t_0 e t_2 conforme apresentado em (15), a qual resulta em (16).

$$I_{L_{MAG}}(t_2) = I_{L_{MAG}}(t_0) - \frac{1}{L_{MAG}} \int_{t_0}^{t_2} V_{o3} dt \quad (15)$$

$$\frac{I_L}{2} = \frac{V_{o3}}{L_{MAG}} \frac{(1 - \delta)T_s}{2} \quad (16)$$

Isolando a razão cíclica efetiva em (16), obtém-se uma nova relação para a variável, representada em (17).

$$\delta = 1 - \frac{2L_{MAG}I_i}{T_s V_{o3}} \quad (17)$$

Igualando a expressão da razão cíclica específica determinada em (13) com a obtida em (17), obtém-se (18). O valor médio da corrente de entrada, ou no indutor de entrada, é obtido ao resolver a equação em função de I_i , conforme (19). A potência de entrada é definida em (20).

$$1 - \frac{2V_i}{V_{o3}} = 1 - \frac{2L_{MAG}I_i}{T_s V_{o3}} \quad (18)$$

$$I_L = I_i = \frac{V_i T_s}{L_{MAG}} = \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} \quad (19)$$

$$P_i = V_i I_i = \frac{V_i^2}{L_{MAG} f_s} \quad (20)$$

É importante ressaltar que a corrente de entrada do conversor é dependente apenas da tensão de entrada, da frequência ou período de comutação e da indutância de magnetização dos indutores acoplados, justificando a afirmação de que o conversor se comporta como um seguidor de tensão. A resistência de entrada equivalente do conversor, R_e , está representada em (21).

$$R_e = L_{MAG} f_s \quad (21)$$

Como parte final do equacionamento, a partir de (5) e (11), reintroduzidos em (22), é determinado em (23) o ganho estático do conversor, M , o qual é dependente da relação de transformação dos indutores acoplados e da razão cíclica efetiva.

$$\frac{V_o}{n+1} = \frac{2V_i}{1-\delta} \quad (22)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(n+1)}{1-\delta} \quad (23)$$

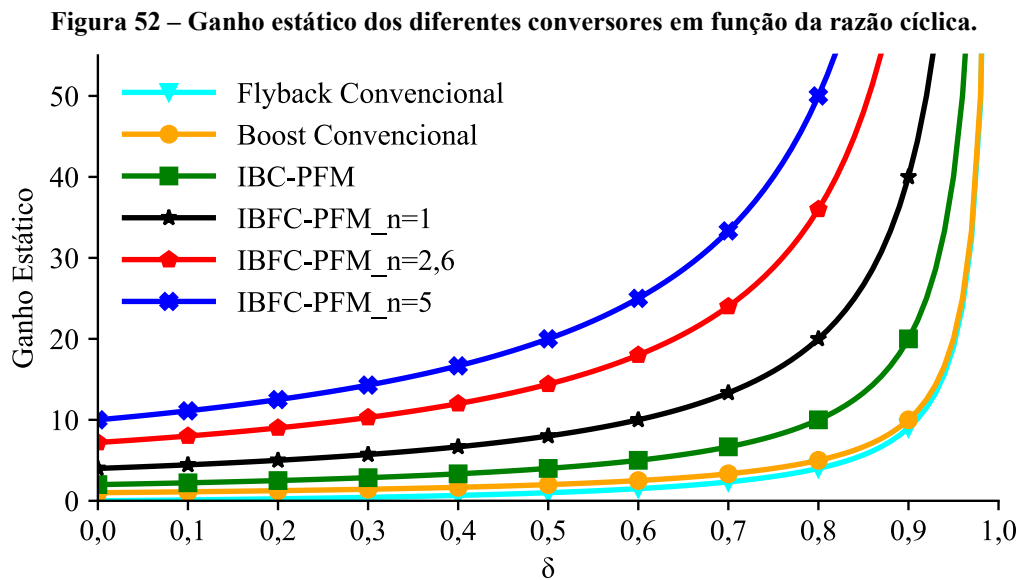
Por fim, o valor médio da corrente de saída do conversor é apresentado em (24), considerando uma carga puramente resistiva, R_o .

$$I_o = \frac{2V_i(n+1)}{R_o(1-\delta)} \quad (24)$$

O valor médio da tensão de saída do conversor pode ser determinado conforme (25), obtido utilizando (17), (19) e (23).

$$V_o = V_i \sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} f_s}} \quad (25)$$

Para fins comparativos, na Figura 52 são apresentados os ganhos estáticos dos conversores *flyback* convencional, *boost* convencional, *boost interleaved* derivado da célula de comutação (IBC-PFM) e do conversor *boost-flyback* proposto, conforme obtido em (23), levando em consideração diferentes relações de transformações (IBFC-PFM_n).



Fonte: Autoria própria.

O conversor *flyback* convencional com relação de transformação unitária apresenta os menores valores de ganho estático, seguido pelo conversor *boost* convencional e pelo conversor *boost interleaved* desenvolvido a partir da célula de comutação. Os maiores resultados são obtidos com o conversor *boost-flyback*, sendo diretamente proporcional à relação de transformação.

3.3.1 Não idealidades

Os componentes reais apresentam não-idealidades que alteram o seu funcionamento em relação ao comportamento idealizado, como por exemplo resistência, queda de tensão, atrasos para ligar e desligar, entre outros. Dentre os principais, pode-se citar que os interruptores

e os diodos apresentam capacitâncias intrínsecas, e os indutores acoplados apresentam indutância de dispersão, L_{LK} .

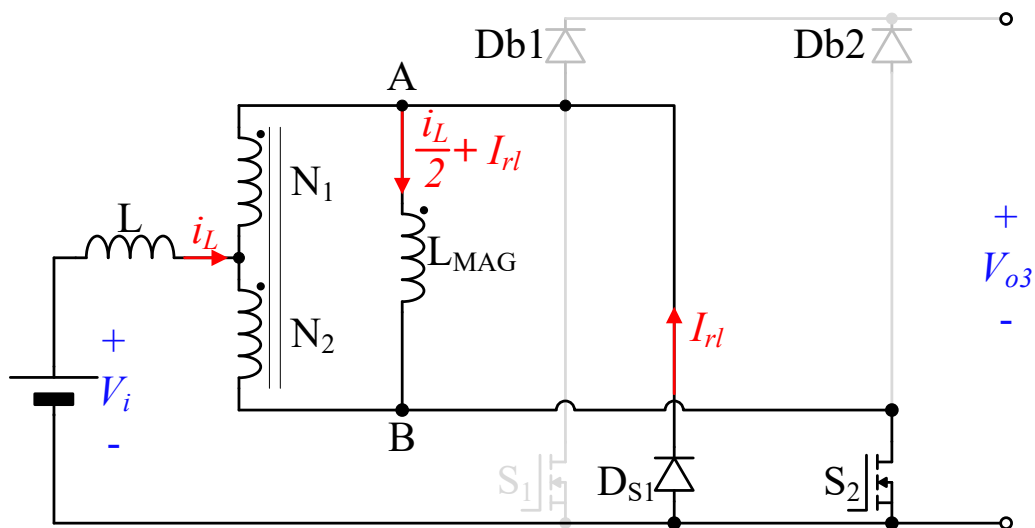
Nos momentos em que ocorrem a terceira e a sexta etapa de operação, durante a operação em estado de roda livre, a energia armazenada nos capacitores intrínsecos é entregue aos indutores de magnetização, L_{MAG} , e de dispersão, L_{LK} , gerando uma corrente de roda livre, I_{rl} , a qual pode ser determinada em (26).

$$I_{rl} = \frac{V_o}{2} \sqrt{\frac{(C_s + 2C_{Db} + 2C_{Df})}{n \left(\frac{L_{MAG}}{2} + L_{LK} \right)}} \quad (26)$$

Em que C_{Db} é a capacitância intrínseca do diodo do *boost*, C_{Df} é a capacitância intrínseca do diodo do *flyback* e C_s é a capacitância intrínseca do interruptor.

Assim que é concluída a transferência de energia das capacitâncias intrínsecas para o indutor L_{MAG} , o diodo de corpo do interruptor S_1 , D_{S1} , entra em condução, estabelecendo um circuito entre a magnetizando e o interruptor S_1 , estabelecendo a corrente de roda livre, I_{rl} . Na Figura 53 é ilustrada essa etapa.

Figura 53 – Representação da corrente de roda livre durante a etapa 6.



Fonte: Autoria própria.

3.3.2 Correção da corrente de entrada

A corrente de roda livre modifica a forma de se calcular a corrente de entrada, logo

sua influência deve ser levada em consideração. Dessa forma, a equação aprimorada para se determinar a corrente de entrada do conversor é obtida em (27), e a potência de entrada, P_i , em (28).

$$I_i = I_L = \frac{V_i T_s}{L_{MAG}} - I_{rl} = \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} - I_{rl} \quad (27)$$

$$P_i = V_i I_i = V_i \left(\frac{V_i}{L_{MAG} f_s} - I_{rl} \right) \quad (28)$$

Importante ressaltar que essa equação é uma aproximação, visto que os valores das capacitâncias intrínsecas e das indutâncias são dinâmicos, estando sujeitos a variações devido à temperatura, ao estresse durante a operação entre outras imprecisões que possam ocorrer durante o funcionamento.

Finalmente, a partir de (17) e (26), o valor médio corrigido da tensão de saída do conversor, levando em consideração as não idealidades é determinado conforme (29).

$$V_o = \frac{n \cdot V_i \left(\sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} \cdot f_s}} - R_o \sqrt{\frac{(C_s + 2C_{Db} + 2C_{Df})}{4L_{LK} + n \cdot L_{MAG}}} \right) (4L_{LK} + L_{MAG})}{4n \cdot L_{LK} + L_{MAG} \cdot (n - C_s \cdot R_o \cdot f_s - 2C_{Db} \cdot R_o \cdot f_s - 2C_{Df} \cdot R_o \cdot f_s)} \quad (29)$$

3.4 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES

O cálculo para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor são importantes para auxiliar nas definições de suas características. Além do mais, é um guia para se buscar o máximo rendimento de conversão, melhorar a eficiência e encontrar o melhor ponto de operação.

Além do equacionamento das perdas, serão exibidas as equações e os gráficos normalizados em função da frequência de comutação, f_s , e da razão cíclica efetiva, δ . Em alguns casos também será considerada a relação de transformação, n .

A frequência de comutação possui relação direta com a corrente de entrada e a potência do conversor, conforme equação (27) e (28), enquanto a razão cíclica efetiva está relacionada

com o ganho estático do conversor, conforme apresentado na equação (23).

Os cálculos dos valores médio e eficazes levam em consideração as formas de onda apresentadas na Figura 49.

3.4.1 Ondulação de corrente no indutor de entrada

A corrente no indutor de entrada, i_L , exibe ondulação, ΔI_L , com o dobro da frequência de comutação. Considerando o valor médio da corrente para um período de comutação, conforme calculado em (19), o valor instantâneo varia linearmente, sendo representado por (30) para o instante t_2 e por (31) para o instante t_3 .

$$I_L(t_2) = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (30)$$

$$I_L(t_3) = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (31)$$

No intervalo entre t_2 e t_3 o valor da tensão sobre o indutor de entrada, V_L , é igual a tensão de entrada, V_i . Assim, é possível desenvolver uma expressão que relaciona a tensão e a corrente sobre o indutor, definida em (32).

$$I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} V_i dt \quad (32)$$

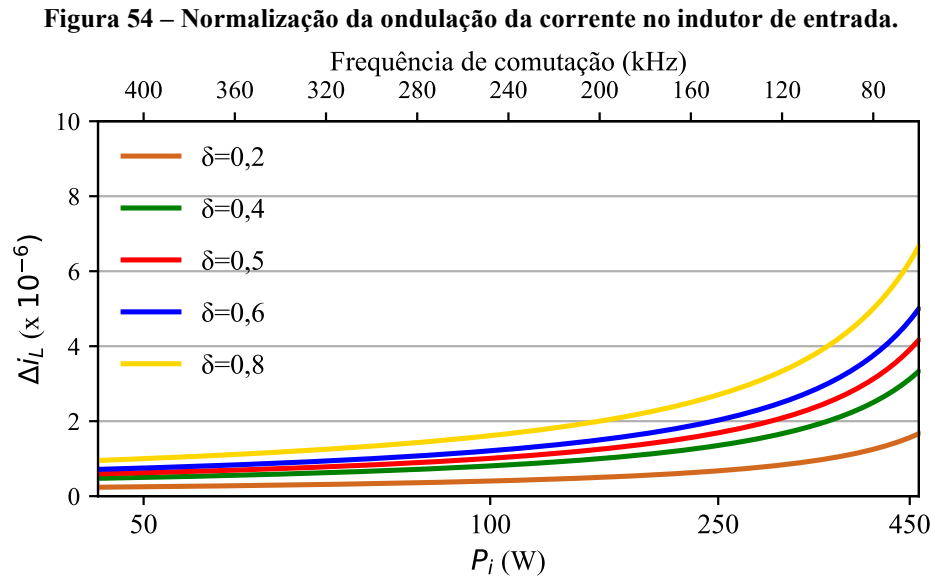
A equação que determina a ondulação de corrente sobre o indutor de entrada é obtida isolando ΔI_L , resultando em (33).

$$\Delta I_L = \frac{V_i \delta T_s}{2L} = \frac{V_i \delta}{2L f_s} \quad (33)$$

A partir da equação da ondulação, é possível obter a ondulação da corrente no indutor normalizada, $\overline{\Delta I_L}$, em função de δ e f_s , conforme apresentado em (34).

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\delta}{2f_s} \quad (34)$$

A equação normalizada permite compreender como a ondulação da corrente de entrada varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos da indutância, L , e da tensão de entrada, V_i , conforme apresentado na Figura 54.



Fonte: Autoria própria.

Quanto menor a frequência de comutação e maior a razão cíclica efetiva, maiores são os valores de ondulação de corrente no indutor de entrada. A partir de valores maiores de frequência de comutação, a oscilação tende para um valor em comum.

Importante ressaltar o fato de a potência de operação ser inversamente proporcional à frequência de comutação, ou seja, quando atuando com maiores valores de frequências, menor será a potência processada.

3.4.2 Esforços e perdas no indutor de entrada

A análise dos esforços e perdas no indutor de entrada são separados em condução e devido ao núcleo magnético.

3.4.2.1 Condução no indutor de entrada

As perdas por condução estão associadas a resistência do condutor, R_L , e a corrente que circula pelo componente, conforme determinado em (35).

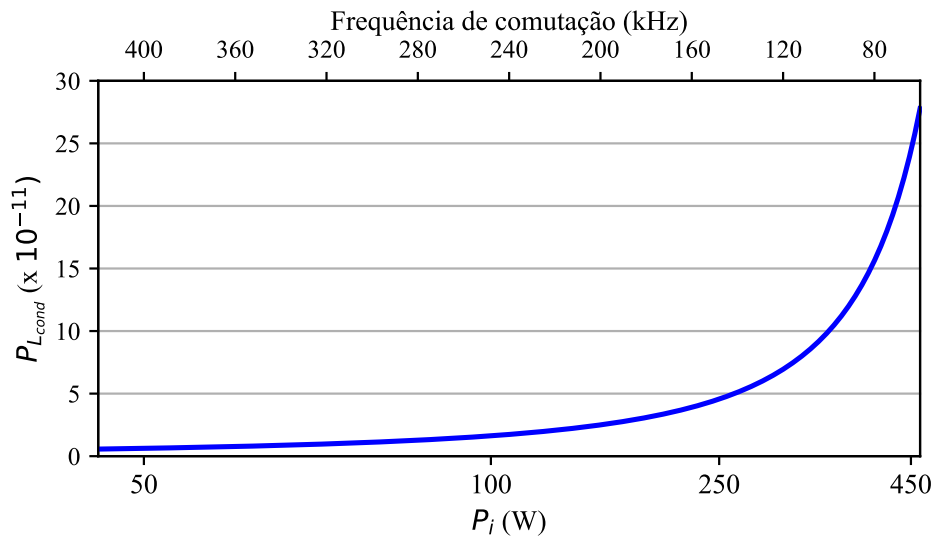
$$P_{L_{cond}} = R_L I_L^2 \approx R_L \cdot \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2 f_s^2} \quad (35)$$

Normalizando a equação da perda por condução no indutor em função de f_s , é possível determinar a potência dissipada nos enrolamentos do indutor a partir do valor quadrático da frequência de comutação, obtido em (36).

$$\overline{P_{L_{cond}}} = \frac{1}{f_s^2} \quad (36)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo enrolamento do indutor de entrada varia em função de f_s , a partir de valores fixos da indutância de magnetização e de tensão de entrada, de acordo com o ilustrado na Figura 55.

Figura 55 – Normalização da potência dissipada por condução no indutor de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Quanto menor a frequência de comutação, maior é a corrente que circula pelo componente, portanto, maior a potência dissipada pelos enrolamentos. Para frequências de comutação maiores, as perdas passam a tender à zero.

3.4.2.2 Núcleo do indutor de entrada

A equação de Steinmetz é usada para calcular a perda total de potência, ou perdas no

núcleo, de componentes magnéticos, conforme expresso em (37). É uma das equações mais simples para determinar as perdas em altas frequências.

$$P_{\text{steinmetz}} = k f^\alpha B_{\text{max}}^\beta \quad (37)$$

Os parâmetros k , α , e β são chamados de coeficientes de Steinmetz, e são parâmetros do material que geralmente são fornecidos pelos fabricantes, ou podem ser encontrados empiricamente a partir da curva de histerese. B_{max} corresponde ao valor máximo de densidade de fluxo magnético, medido em Tesla (T) e f corresponde a frequência de variação do fluxo magnético. Para a aplicação no conversor proposto, é equivalente a f_s .

A equação de Steinmetz é usada para calcular a perda total do núcleo, e seu resultado é fornecido em Watts por quilograma. Para determinar a dissipação de potência no núcleo, P_{nucleo} , é adicionado à equação a densidade do material do núcleo, ρ_{nucleo} , e o volume do núcleo, V_{nucleo} , conforme (38).

$$P_{\text{nucleo}} = k f_s^\alpha B_{\text{max}}^\beta \cdot \rho_{\text{nucleo}} \cdot V_{\text{nucleo}} \quad (38)$$

A densidade de fluxo magnética máxima é calculada conforme apresentado em (39).

$$B_{\text{max}} = \frac{I_{\text{max}} \cdot L}{n_{\text{voltas}} \cdot A_c} \quad (39)$$

Em que I_{max} corresponde à corrente máxima sobre o componente, L à indutância, n_{voltas} , ao número de espiras e, A_c , à área da secção transversal do núcleo.

Substituindo o valor de I_{max} , e adicionando as variáveis correspondentes, obtém-se a equação do fluxo magnético máximo para o indutor de entrada, conforme (40).

$$B_{L_{\text{max}}} = \frac{I_{\text{max}} \cdot L}{n_{\text{voltas}} \cdot A_c} = \frac{I_i \cdot L}{n_{\text{voltas}} \cdot A_c} \approx \frac{V_i \cdot L}{L_{\text{MAG}} \cdot f_s \cdot n_{\text{voltas}} A_c} \quad (40)$$

Para determinar as perdas no núcleo, é substituída a equação definida por (40) em (38), obtendo a fórmula apresentada em (41).

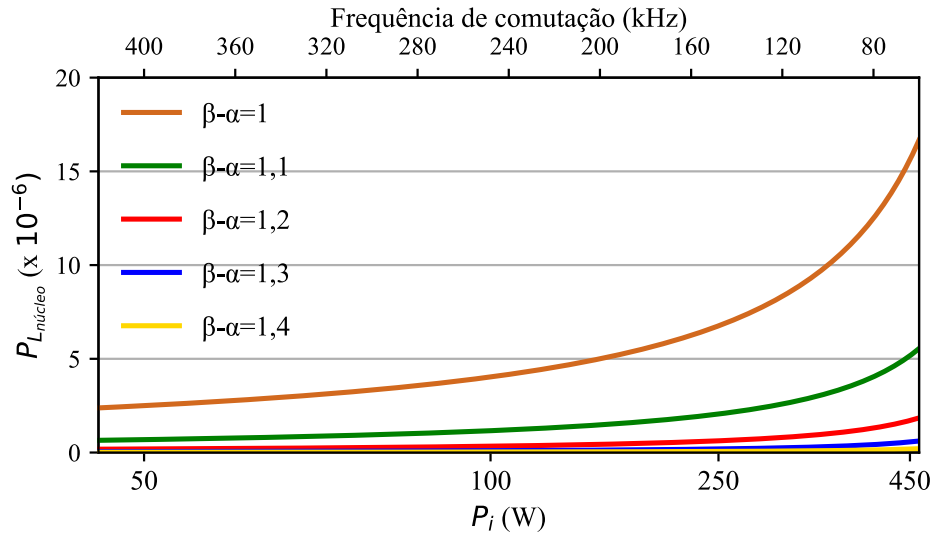
$$\begin{aligned}
 P_{L_{nucleo}} &= k f_s^\alpha \left(\frac{I_i \cdot L}{n_{voltas} \cdot A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo} \\
 &\approx k f_s^\alpha \left(\frac{V_i \cdot L}{L_{MAG} \cdot f_s \cdot n_{voltas} A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo}
 \end{aligned} \tag{41}$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo núcleo dos indutores acoplados, $\overline{P_{L_{nucleo}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (42). Assumindo que o valor de β seja maior que o de α , a variável f_s inverte para o denominador da fração.

$$\overline{P_{L_{nucleo}}} = f_s^{\alpha-\beta} = \frac{1}{f_s^{\beta-\alpha}} \tag{42}$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo núcleo do indutor varia em função de f_s , a partir de valores fixos de tensão de entrada, V_i , indutância, L , indutância de magnetização, L_{MAG} , número de espiras, n_{voltas} , volume do núcleo, V_{nucleo} e a área da secção transversal do núcleo, A_c , para distintas combinações para a subtração de beta e alfa, conforme apresentado na Figura 56.

Figura 56 – Normalização da potência dissipada no núcleo do indutor de entrada.



Fonte: Autoria própria.

A potência dissipada no núcleo, assim como a potência de operação do conversor, é inversamente proporcional à frequência de comutação, logo, quanto menor a corrente circulando pelo núcleo, menor será a perda. Importante ressaltar que quanto maior a diferença entre os valores de β e α , menores são as perdas ao longo de toda a faixa de operação.

3.4.3 Esforços e perdas nos indutores acoplados

Os indutores acoplados são compostos por dois enrolamentos no primário e dois enrolamentos no secundário. Ambos serão analisados individualmente. Além disso, também são examinadas as perdas no núcleo.

3.4.3.1 Enrolamento do primário

As correntes nos enrolamentos N_1 e N_2 , i_{N1} e i_{N2} , dentro de um período de comutação são iguais, porém alternadas, pois depende de qual interruptor está conduzindo. O valor eficaz da corrente no enrolamento primário do indutor acoplado, durante um período de comutação, é calculado em (43). Será utilizado o enrolamento N_1 para os cálculos.

$$I_{N1_{ef}} = I_L \sqrt{\frac{3n + \delta + 2}{6(n + 1)}} \quad (43)$$

Para simplificação dos cálculos, é adotada a equação idealizada da corrente de entrada, definida em (19). Dessa forma, o cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado pode ser realizado conforme (44).

$$I_{N1_{ef}} \approx \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} \sqrt{\frac{3n + \delta + 2}{6(n + 1)}} \quad (44)$$

A partir do cálculo do valor eficaz da corrente no enrolamento primário, é possível determinar as perdas elétricas, levando em consideração a resistência do condutor, R_{N1} .

O valor simplificado da potência dissipada em um enrolamento do primário dos indutores acoplados, $P_{N1_{cond}}$, é calculado por (45).

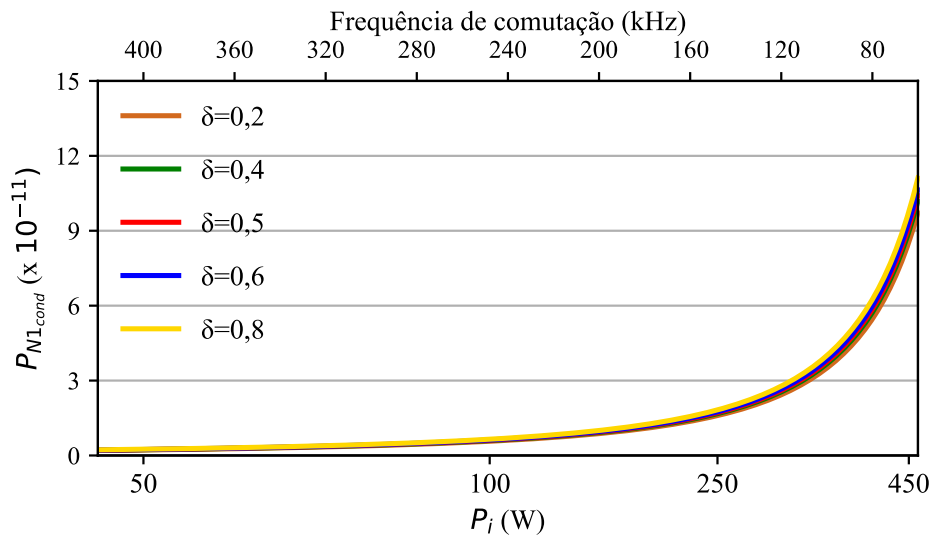
$$P_{N1_{cond}} = R_{N1} \cdot I_{N1_{ef}}^2 \approx R_{N1} \cdot \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2} \frac{(3n + \delta + 2)}{6f_s^2(n + 1)} \quad (45)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada por um enrolamento do primário, $\overline{P_{N1_{cond}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (46).

$$\overline{P_{N1_{cond}}} = \frac{3n + \delta + 2}{6f_s^2(n + 1)} \quad (46)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada por um enrolamento do primário do indutor acoplado varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos de resistência, R_{N1} , indutância de magnetização, L_{MAG} , tensão de entrada, V_i , e relação transformação, n , a qual foi mantida fixa com valor unitário. O resultado é apresentado na Figura 57.

Figura 57 – Normalização da potência dissipada por um enrolamento do primário dos indutores acoplados.



Fonte: Autoria própria.

Pelo fato de depender de mais variáveis, as perdas por condução no primário do indutor acoplado apresentam diferenças desprezíveis com relação às variações na razão cíclica efetiva, no entanto, as perdas diminuem drasticamente conforme a frequência de comutação se eleva, visto que nesses casos a potência de operação é mais baixa e há menor circulação de corrente nos condutores.

3.4.3.2 Enrolamento do secundário

As correntes nos enrolamentos N_3 e N_4 , i_{N3} e i_{N4} , dentro de um período de comutação, são iguais, porém alternadas, pois depende de qual comutador está conduzindo.

A corrente que circula pelos enrolamentos do secundário do indutor acoplado adota um comportamento equivalente ao do diodo correspondente. Assim, o valor eficaz da corrente, durante um período de comutação é representado em (47). Será utilizado o enrolamento N_3 para os cálculos.

$$I_{N3_{ef}} = \left(\frac{2I_L}{n+1} \right) \sqrt{\frac{1-\delta}{6}} \quad (47)$$

Para simplificação dos cálculos, é adotada a equação idealizada da corrente de entrada, definida em (19). Dessa forma, o cálculo da corrente eficaz nos enrolamentos do secundário é conforme em (48).

$$I_{N3_{ef}} \approx \frac{2V_i}{L_{MAG}f_s} \frac{1}{(n+1)} \sqrt{\frac{1-\delta}{6}} \quad (48)$$

A partir do cálculo da corrente eficaz no enrolamento do secundário dos indutores acoplados, é possível determinar as perdas elétricas por condução, a partir do valor da resistência do condutor, R_{N3} .

O valor simplificado da potência dissipada em um enrolamento do secundário dos indutores acoplados, $P_{N3_{cond}}$, é calculado por (49).

$$P_{N3_{cond}} = R_{N3} \cdot I_{N3_{ef}}^2 \approx R_{N3} \cdot \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2 (n+1)^2} \frac{2(1-\delta)}{3f_s^2} \quad (49)$$

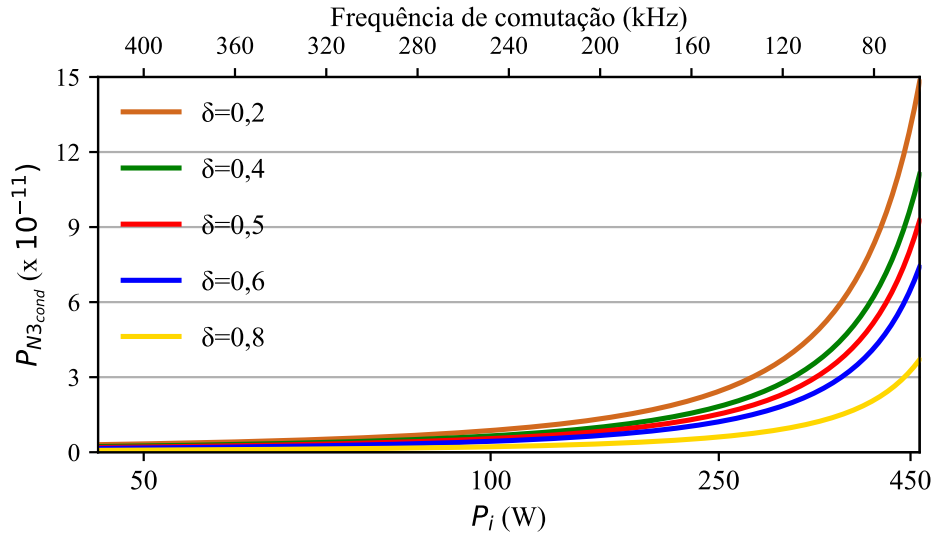
Normalizando o equacionamento da potência dissipada por um enrolamento dos indutores acoplados, $\overline{P_{N3_{cond}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (50).

$$\overline{P_{N3_{cond}}} = \frac{2}{3} \frac{(1-\delta)}{f_s^2} \quad (50)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada por um enrolamento do secundário varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos de resistência, R_{N3} , indutância de magnetização, L_{MAG} , tensão de entrada, V_i , e relação de transformação, n , conforme apresentado na Figura 58.

Diferentemente dos enrolamentos do primário, no secundário a influência da razão cíclica efetiva é mais evidente. No entanto, a semelhança está no fato de que as perdas diminuem drasticamente conforme a frequência de comutação se eleva, tendendo a zero, pois a potência de operação é reduzida e a corrente nos condutores também é menor.

Figura 58 – Normalização da potência dissipada por um enrolamento do secundário dos indutores acoplados.



Fonte: Autoria própria.

3.4.3.3 Núcleo dos indutores acoplados

Semelhantemente ao calculado para o núcleo do indutor de entrada, a equação de Steinmetz, introduzida em (38) é novamente utilizada. em (51), é realizado o cálculo da densidade de fluxo magnético máximo. Nesse caso, há uma simplificação no equacionamento.

$$B_{T1_{max}} = \frac{I_{max} \cdot L_M}{n_{voltas} \cdot A_c} = \frac{I_i \cdot L_M}{n_{voltas} \cdot A_c} \approx \frac{V_i \cdot L_M}{4L_M \cdot f_s \cdot n_{voltas} \cdot A_c} \approx \frac{V_i}{4n_{voltas} \cdot A_c \cdot f_s} \quad (51)$$

Baseando no cálculo de perdas no núcleo previamente apresentado em (41), para os indutores acoplados o procedimento é equivalente, determinado em (52).

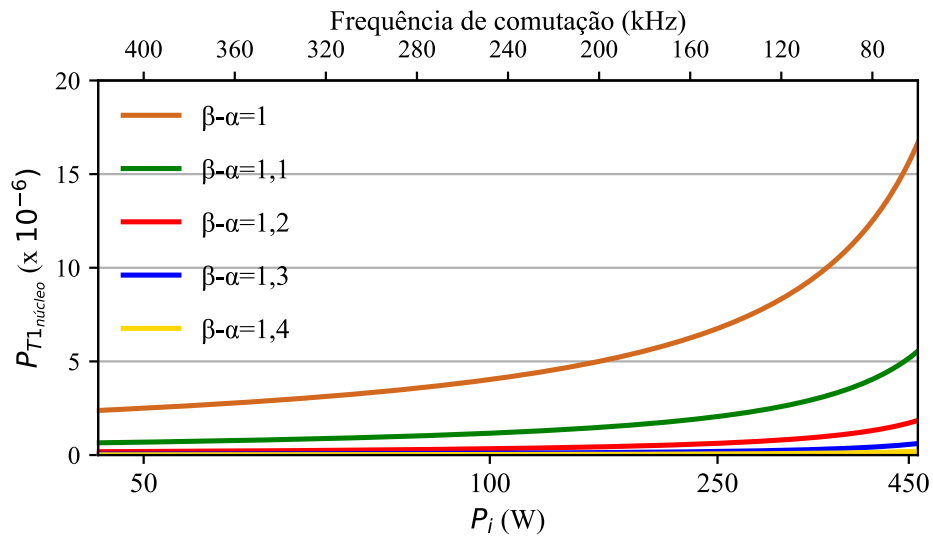
$$\begin{aligned} P_{T1_{nucleo}} &= k f_s^\alpha \left(\frac{I_i \cdot L_M}{n_{voltas} \cdot A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo} \\ &\approx k f_s^\alpha \left(\frac{V_i}{4n_{voltas} \cdot A_c \cdot f_s} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo} \end{aligned} \quad (52)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo núcleo dos indutores acoplados, $\overline{P_{T1_{nucleo}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (52). Assumindo que o valor de β seja maior que o de α , a variável f_s inverte para o denominador da fração.

$$\overline{P_{L_{nucleo}}} = f_s^{\alpha-\beta} = \frac{1}{f_s^{\beta-\alpha}} \quad (53)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo núcleo do indutor varia em função de f_s , a partir de valores fixos de tensão de entrada, V_i , indutância, L , indutância de magnetização, L_{MAG} , número de espiras, n_{voltas} , volume do núcleo, V_{nucleo} e a área da secção transversal do núcleo, A_c , para distintas combinações para a subtração de beta e alfa, conforme apresentado na Figura 59.

Figura 59 – Normalização da potência dissipada no núcleo dos indutores acoplados.



Fonte: Autoria própria.

Da mesma maneira que acontece com o núcleo do indutor de entrada, a potência dissipada no núcleo dos indutores acoplados é inversamente proporcional à frequência de comutação, ou seja, a potência de operação do conversor é menor quando operando com maior frequência de comutação. Importante ressaltar que quanto maior a diferença entre os valores de β e α , menores são as perdas ao longo de toda a faixa de operação.

3.4.4 Esforços e perdas nos interruptores

As perdas nos interruptores são divididas entre condução, comutação e capacitor intrínseco. Todas serão analisadas separadamente.

3.4.4.1 Perdas por condução

A corrente instantânea de pico, $I_{s_{pico}}$, que circula pelo interruptor pode ser representando como em (54).

$$I_{s_{pico}} = I_L \quad (54)$$

A potência dissipada por um interruptor pode ser calculada por (55). A análise é a mesma para os dois componentes, no entanto, os cálculos serão apresentados para cada unidade, tomando como base S_I .

$$P_{S_{cond}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (v_{s1} \cdot i_{s1}) dt \quad (55)$$

Em que a potência dissipada é representada por $P_{S_{cond}}$, a tensão instantânea, por v_{s1} , e i_{s1} é a corrente instantânea, em um ciclo de comutação.

O valor da tensão no interruptor varia dentro de um período de comutação, conforme descrito em (56).

$$v_{s1} = \begin{cases} R_{DS_{on}} \cdot i_{s1}, & t_0 < t < \frac{T_s}{2} \\ V_{o3}, & \frac{T_s}{2} \leq t < t_5 \\ 0, & t_5 < t < T_s \end{cases} \quad (56)$$

Em que $R_{DS_{on}}$ representa o valor da resistência entre dreno (*drain* – *D*) e a fonte (*source* – *S*), descrito na folha de dados do componente disponibilizada pelo fabricante.

Da mesma forma, a corrente também apresenta variações dentro de um período de comutação, descrito em (57).

$$i_{s1} = \begin{cases} \frac{2I_L(n+1)}{(1-\delta)T_s} t, & t_0 \leq t < t_1 \\ I_L, & t_1 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ 0, & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (57)$$

A partir do perfil de corrente apresentado, é possível calcular o valor eficaz da corrente no interruptor, $i_{S_{ef}}$, resultando em (58).

$$I_{S_{ef}} = I_L \sqrt{\frac{3n + 2\delta + 1}{6(n + 1)}} \quad (58)$$

Utilizando como base a equação (55) e levando em consideração os valores de tensão apresentados em (56) e da corrente eficaz em (58), o cálculo da potência dissipada pelo interruptor durante um período de comutação é determinado em (59).

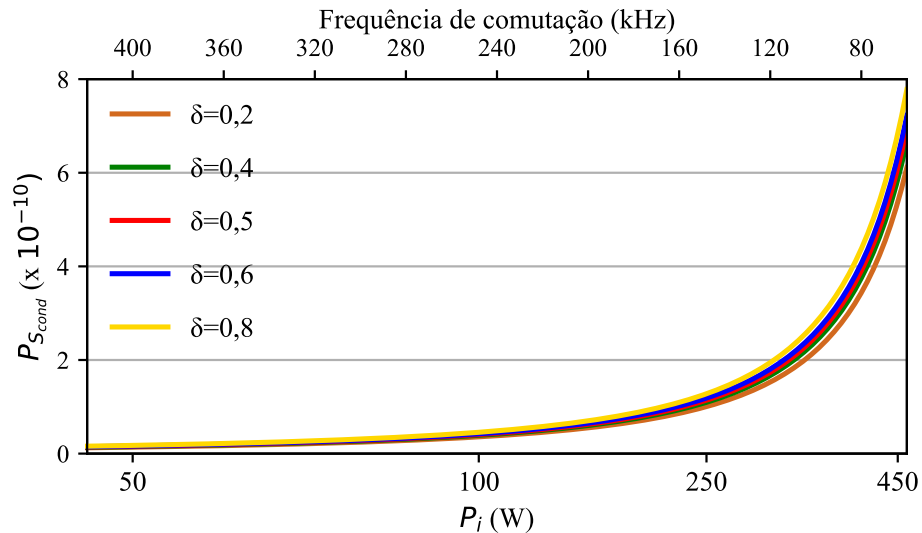
$$P_{S_{cond}} = R_{DS_{ON}} I_{S_{ef}}^2 \approx R_{DS_{ON}} \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2} \frac{(3n + 2\delta + 1)}{6f_s^2(n + 1)} \quad (59)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada por um interruptor, $\overline{P_{S_{cond}}}$, durante um período de comutação, em função de δ, f_s e n , obtém-se (60).

$$\overline{P_{S_{cond}}} = \frac{(3n + 2\delta + 1)}{f_s^2(n + 1)} \quad (60)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo interruptor varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos de tensão de entrada, V_i , de indutância de magnetização, L_{MAG} , e da relação transformação, n , a qual foi mantida fixa com valor unitário. O resultado é apresentado na Figura 60.

Figura 60 – Normalização da potência dissipada por condução por um interruptor.



Fonte: Autoria própria.

Para valores mais baixos de frequência de comutação, há maior influência da razão cíclica efetiva, no entanto, conforme a frequência de comutação se eleva, culminando com a redução da potência de operação do conversor, e consequentemente da corrente no componente, às perdas por condução passam a tender a zero.

3.4.4.2 Perdas por comutação

Levando em consideração que os interruptores não comutam instantaneamente, surgem perdas durante o processo de ligar e desligar o componente, conforme detalhando em (61).

$$P_{S_{comutação}} = \frac{V_{s_{pico}} I_{s_{comutacao}} f_s (t_{on} + t_{off})}{2} \quad (61)$$

Sendo $V_{s_{pico}}$ a tensão máxima, $I_{s_{comutacao}}$ a corrente no instante no momento da comutação, e t_{on} e t_{off} os tempos de atraso de ligar e desligar o interruptor, respectivamente.

A tensão máxima nos interruptores é equivalente à V_{o3} e a corrente no instante na comutação é equivalente a corrente de entrada, resultado em (62).

$$P_{S_{comutação}} = \frac{V_{o3} I_L f_s (t_{on} + t_{off})}{2} \quad (62)$$

O valor normalizado das perdas por comutação é equivalente a frequência de comutação.

3.4.4.3 Perdas por capacitor intrínseco

Quando o interruptor é acionado, o capacitor intrínseco armazena a energia que é descarregada quando o componente é desligado, gerando perdas, as quais podem ser determinadas por (63).

$$P_{S_{capacitância}} = \frac{C_{ds} V_{ds}^2 f_s}{2} \quad (63)$$

Em que C_{ds} é a capacitância intrínseca de saída e V_{ds} é a tensão entre o dreno e a fonte. O valor normalizado das perdas por comutação é equivalente a frequência de comutação.

3.4.5 Esforços e perdas nos diodos do *boost*

Da mesma forma como acontece com os interruptores, a tensão reversa nos diodos do *boost* é equivalente a V_{o3} , e a corrente de pico também apresenta valor equivalente a corrente de entrada, reinserido em (64).

$$I_{Db_{pico}} = I_L \quad (64)$$

Para a análise dos diodos são consideradas apenas as perdas de condução, calculadas a partir de (65). A análise é a mesma para os dois diodos do *boost*, no entanto, os cálculos são individualizados.

$$P_{Db_{cond}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (v_{Db} \cdot i_{Db}) dt \quad (65)$$

Em que a potência dissipada é representada por $P_{Db_{cond}}$, a tensão instantânea, por v_{Db} , e i_{Db} é a corrente instantânea, em um ciclo de comutação. Inicialmente, é feito o cálculo do valor médio da corrente que circula pelo diodo, $I_{Db_{medio}}$, conforme apresentado em (66).

$$I_{Db_{medio}} = I_L \frac{1 - \delta}{4(n + 1)} \quad (66)$$

A partir de (65) e (66) e assumindo um valor constante de queda de tensão no diodo, $V_{F_{boost}}$, a potência dissipada durante um período de comutação pode ser determinada por (67).

$$P_{Db_{cond}} = V_{F_{boost}} I_L \frac{1 - \delta}{4(n + 1)} \approx V_{F_{boost}} \frac{V_i}{4L_{MAG} f_s} \frac{(1 - \delta)}{(n + 1)} \quad (67)$$

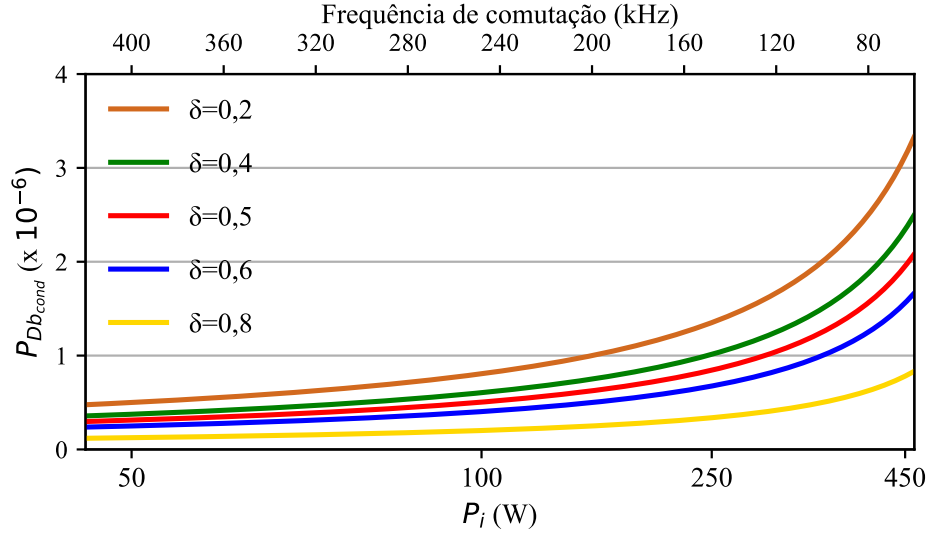
Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo diodo durante um período de comutação, $\overline{P_{Db_{cond}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (68).

$$\overline{P_{Db_{cond}}} = \frac{1 - \delta}{4f_s} \quad (68)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo diodo varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos da indutância de magnetização, L_{MAG} , da

tensão de entrada, V_i , da queda de tensão no diodo, $V_{F_{boost}}$, e da relação de transformação, n , conforme apresentado na Figura 61.

Figura 61 – Normalização da potência dissipada por um diodo da célula do *boost*.



Fonte: Autoria própria.

As perdas nos diodos da célula *boost* variam intensamente com relação à razão cíclica efetiva. As perdas por condução diminuem drasticamente conforme a frequência de comutação se eleva, porque nesses casos a potência de operação é reduzida, bem como a corrente elétrica.

3.4.6 Esforços e perdas nos diodos do *flyback*

A tensão reversa nos diodos do *flyback* é equivalente a $2V_{ol}$, e a corrente de pico é conforme reapresentado em (69).

$$I_{Df_{pico}} = \frac{2I_L}{n+1} \quad (69)$$

Da mesma maneira que foi realizado para os diodos do *boost*, nos diodos do *flyback* também serão consideradas apenas as perdas por condução, calculadas a partir de (70). A análise é a mesma para os dois diodos do *flyback*, no entanto, os cálculos são individualizados.

$$P_{Df_{cond}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (v_{Df} \cdot i_{Df}) dt \quad (70)$$

Em que a potência dissipada é representada por $P_{Df_{cond}}$, a tensão instantânea, por v_{Df} , e i_{Df} é a corrente instantânea, em um ciclo de comutação.

Inicialmente, é feito o cálculo do valor médio da corrente que circula pelo diodo, $i_{Df_{medio}}$, conforme apresentado em (71).

$$I_{Df_{medio}} = I_L \frac{1 - \delta}{2(n + 1)} \quad (71)$$

A partir de (70) e (71) e assumindo um valor constante de queda de tensão no diodo, V_{Ffly} , a potência dissipada durante um período de comutação pode ser determinada por (72).

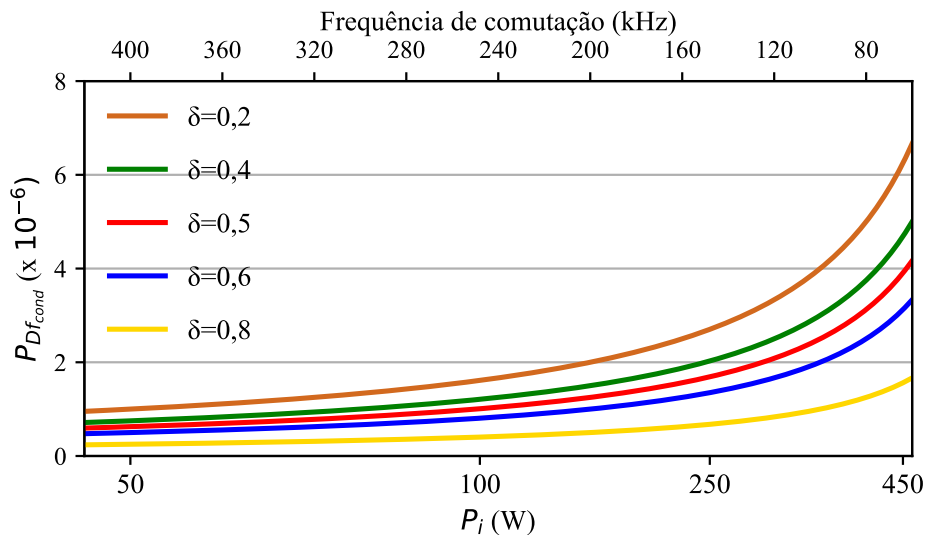
$$P_{Df_{cond}} = V_{Ffly} \frac{I_L}{2} \frac{1 - \delta}{(n + 1)} \approx V_{Ffly} \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} \frac{(1 - \delta)}{2(n + 1)} \quad (72)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo diodo durante um período de chaveamento, $\overline{P_{Df_{cond}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (73).

$$\overline{P_{Df_{cond}}} = \frac{1 - \delta}{2f_s} \quad (73)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo diodo varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos da indutância de magnetização, L_{MAG} , da tensão de entrada, V_i , e da queda de tensão no diodo, V_{Ffly} , conforme apresentado na Figura 62.

Figura 62 – Normalização da potência dissipada por um diodo da célula do flyback.



Fonte: Autoria própria.

O valor médio da corrente no diodo da célula do *flyback* é o dobro do valor médio da corrente da célula do *boost*, portanto, se forem usados diodos com valor equivalente de queda de tensão, as perdas também serão duas vezes maiores. As perdas tendem a zero para altas frequências, quando o conversor opera com baixa potência.

3.4.7 Ondulação de tensão, esforços e perdas no capacitor do *boost*

O capacitor do *boost* é utilizado para reduzir a ondulação de tensão na sua célula, além de colaborar com a redução da oscilação da tensão na carga. Com base na equação da tensão e corrente no capacitor, é determinado em (74) sua ondulação de tensão.

$$\Delta V_{Co3} = \frac{I_o(\delta + n)}{2f_s C_{o3}(n + 1)} \quad (74)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor, $I_{Co3_{ef}}$, é desenvolvido em (75).

$$I_{Co3_{ef}} = \frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{3(3\delta + 4n + 1)}{1 - \delta}} = \frac{I_i(1 - \delta)}{6(n + 1)} \sqrt{\frac{3(3\delta + 4n + 1)}{1 - \delta}} \quad (75)$$

A partir de (75) e assumindo um valor constante da resistência série equivalente, ESR , a potência dissipada durante um período de comutação pode ser calculada por (76).

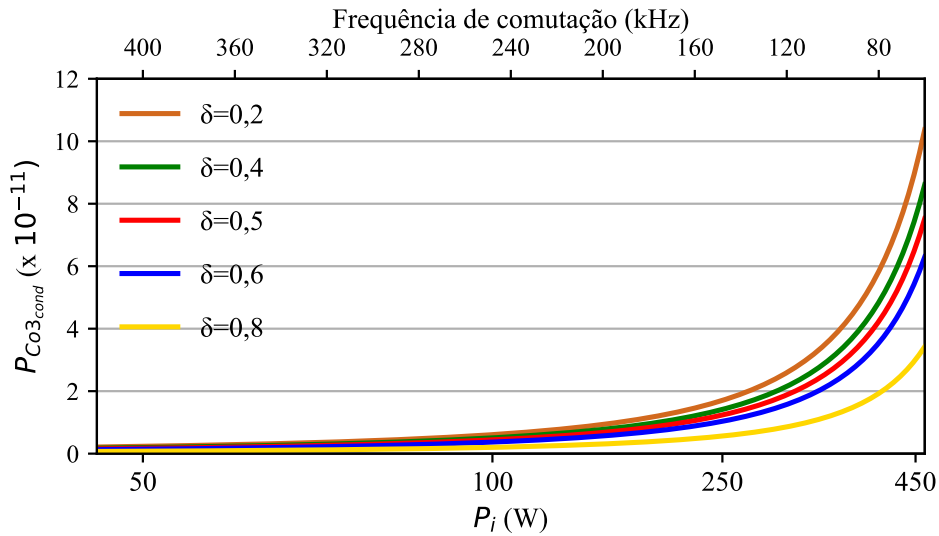
$$P_{Co3} = ESR \cdot I_{Co3_{ef}}^2 \approx ESR \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2 (n + 1)^2} \frac{3\delta + 4n + 1}{12f_s^2} \quad (76)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo capacitor durante um período de comutação, $\overline{P_{Co3_{cond}}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (77).

$$\overline{P_{Co3_{cond}}} = \frac{(1 - \delta)(3\delta + 4n + 1)}{12f_s^2} \quad (77)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo diodo varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos da indutância de magnetização, L_{MAG} , da tensão de entrada, V_i , da resistência série equivalente, ESR , e da relação de transformação, n , a qual foi mantida fixa com valor unitário, conforme apresentado na Figura 63.

Figura 63 – Normalização da potência dissipada pelo capacitor do *boost*.



Fonte: Autoria própria.

Para operação em baixa frequência de comutação, a razão cíclica efetiva influencia fortemente as perdas. Para altas frequências, as perdas diminuem drasticamente, porque a corrente no componente também é reduzida.

3.4.8 Ondulação de tensão, esforços e perdas nos capacitores do *flyback*

O capacitor do *flyback* é utilizado para reduzir a ondulação de tensão em cada célula do *flyback*, além de colaborar com a redução da oscilação da tensão na carga. Com base na equação da tensão e corrente no capacitor, é determinado em (78) sua ondulação de tensão.

$$\Delta V_{Co1} = \Delta V_{Co2} = \frac{I_o(\delta + 1)}{2f_s C_{o1}} \quad (78)$$

Admitindo que os dois capacitores são iguais, a ondulação de tensão em cada célula do *flyback* será equivalente.

Em (79), é realizado o cálculo do valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor, $I_{Co1_{ef}}$ e $I_{Co2_{ef}}$.

$$I_{Co1} = I_{Co2} = I_o \sqrt{\frac{\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}}{1 - \delta}} = \frac{I_i(1 - \delta)}{2(n + 1)} \sqrt{\frac{\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}}{1 - \delta}} \quad (79)$$

A partir de (79) e assumindo um valor constante da resistência série equivalente, *ESR*,

a potência dissipada durante um período de comutação pode ser determinada por (80).

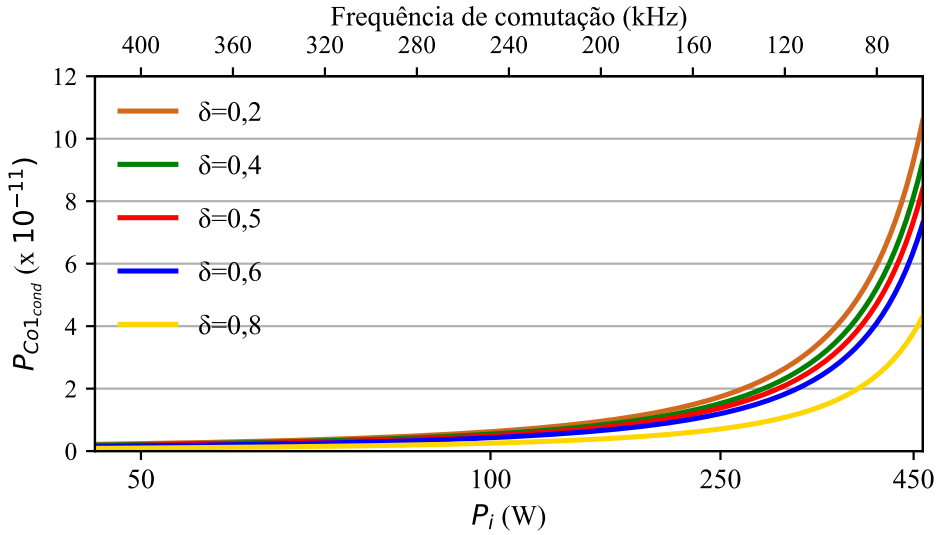
$$P_{Co1} = P_{Co2} = ESR \cdot I_{Co1ef}^2 \approx ESR \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2 (n+1)^2} \frac{(1-\delta) \left(\delta^2 + \delta + \frac{5}{3} \right)}{4f_s^2} \quad (80)$$

Normalizando o equacionamento da potência dissipada pelo diodo durante um período de chaveamento, $\overline{P_{Co1cond}}$ e $\overline{P_{Co2cond}}$, em função de δ e f_s , obtém-se (81).

$$\overline{P_{Co1cond}} = \overline{P_{Co2cond}} = \frac{(1-\delta) \left(\delta^2 + \delta + \frac{5}{3} \right)}{4f_s^2} \quad (81)$$

A equação normalizada permite compreender como a potência dissipada pelo diodo varia em função de δ e f_s , a partir de valores fixos da indutância de magnetização, L_{MAG} , da tensão de entrada, V_i , da resistência série equivalente, ESR , e da relação de transformação, n , conforme apresentado na Figura 64.

Figura 64 – Normalização da potência dissipada por um capacitor do *flyback*.



Fonte: Autoria própria.

Para operação em baixa frequência de comutação, a razão cíclica efetiva influencia fortemente nas perdas. Para altas frequência, as perdas diminuem drasticamente, porque a corrente no componente também é reduzida. Comparando com os resultados obtidos para o capacitor do *boost*, os valores são semelhantes.

3.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, foram introduzidos os aspectos básicos da célula de comutação e duas de suas variações topológicas. Essa célula de comutação apresenta características particulares que permitem o desenvolvimento de diversas topologias de conversores, podendo ser inseridos nas mais variadas aplicações.

Baseado na célula de comutação apresentada, é proposto e desenvolvido um conversor elevador de tensão de alto ganho que engloba as duas topologias mais simples, denominado de conversor *boost-flyback*, nesse caso com operação intercalada, uma das várias propriedades do trabalho.

São expostas as principais características do conversor proposto e analisado seu princípio de funcionamento, com seus aspectos, os estados topológicos e as principais formas de onda. Com base nessas análises, foi desenvolvido o equacionamento das tensões e correntes nos componentes. Além disso, também foram demonstradas as influências das não-idealidades dos componentes, sendo propostas correções para os cálculos do valor eficaz da corrente de entrada e o valor médio da tensão de saída.

Para que os componentes do conversor possam ser definidos de maneira precisa, foi realizado o respectivo equacionamento dos esforços de corrente e tensão. A partir desse equacionamento, é possível determinar as perdas em todos os componentes para toda a faixa de operação, para as quais foram desenvolvidos os referentes gráficos normalizados, em função da frequência de chaveamento e da razão cíclica efetiva.

Após finalizar o equacionamento do conversor, realizou-se a comparação de ganho estático com relação aos conversores elevadores mais comumente estudados, demonstrando que o trabalho proposto apresenta resultados superiores, os quais podem ser aprimorados alterando a relação de transformação.

4 OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST-FLYBACK INTERLEAVED* DE ALTO GANHO

Após a apresentação, desenvolvimento do princípio de operação e equacionamento do conversor *boost-flyback interleaved* proposto, neste capítulo, serão exibidos os resultados teóricos da ondulação de corrente no indutor, os cálculos e gráficos das perdas estimadas nos componentes, a determinação e a distribuição das perdas totais e finalmente a estimativa de rendimento.

Finalizadas as análises teóricas, é apresentado o circuito simulado em conjunto com as principais formas de ondas em todos os componentes. Posteriormente, os resultados experimentais a partir do protótipo desenvolvido. Por fim, o conversor desenvolvido é comparado com outras topologias similares de conversores CC-CC de alto ganho que utilizam a técnica de indutores acoplados, com o objetivo de confrontar os principais estudos recentemente publicados.

4.1 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Todos os componentes da topologia desenvolvida necessitam de análises e considerações individuais para poderem ser selecionados ou fabricados, porque estão submetidos a diferentes níveis de estresse de tensão e corrente enquanto desempenham distintas funções dentro do circuito.

4.1.1 Indutor de entrada

O indutor de entrada é o componente que precisa ser construído para suportar um nível de corrente equivalente à corrente que está sendo entregue pela fonte de entrada, pois estão diretamente conectados.

Para conduzir o alto nível de corrente com as menores perdas possíveis, o indutor é construído com dois condutores do tipo litz em paralelo, cada um contendo 270 filamentos de cobre. Outro benefício desse modelo de condutor é a redução do efeito pelicular, garantindo menos perdas durante a operação.

Além disso, o condutor é construído para minimizar as perdas por condução, evitando também que se aqueça muito.

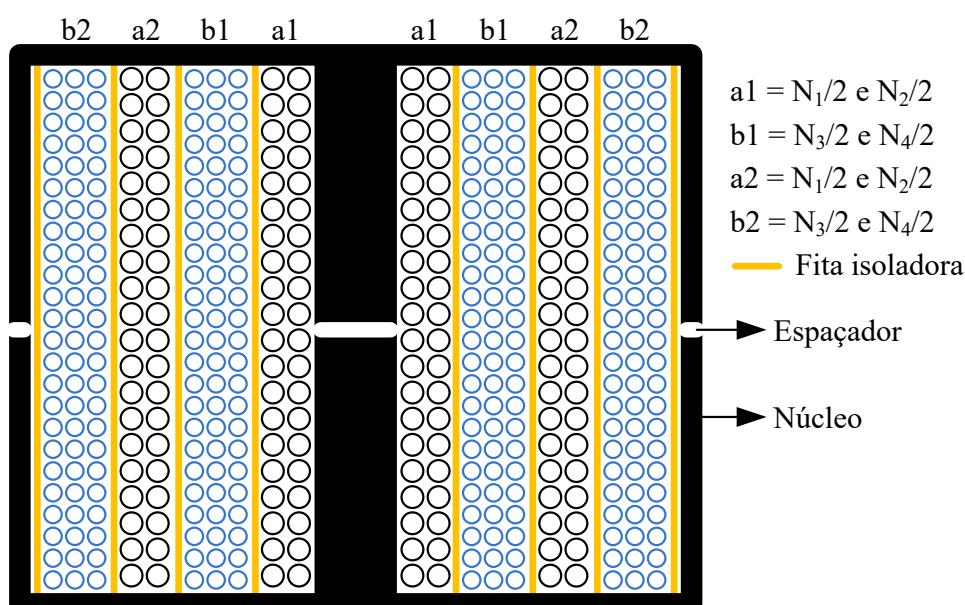
4.1.2 Indutores acoplados

Assim como o indutor, os indutores acoplados também precisam ser construídos. O componente requer cuidados na construção, principalmente porque a relação de transformação está diretamente ligada ao ganho estático do conversor e as tensões nas células do *boost* e do *flyback*.

Os enrolamentos do primário dos indutores acoplados, por estarem submetidos a maiores níveis de corrente, são montados com dois condutores do tipo litz em paralelo, cada um contendo 270 filamentos de cobre. Os enrolamentos do secundário, por sua vez, foram fabricados com um condutor do tipo litz contendo 180 filamentos de cobre. Além da baixa resistência, esses condutores contribuem para minimizar o efeito pelicular principalmente quando operando com altas frequências de comutação.

Os enrolamentos são montados com base na técnica intercalada, em que primeiro é feito o enrolamento de metade das espiras dos primários, posteriormente, metade das espiras dos secundários, sucessivamente até a finalização do componente, sempre separando as camadas por uma fita isoladora, conforme detalhado na Figura 65.

Figura 65 – Estrutura do enrolamento intercalados dos indutores acoplados.



Fonte: Autoria própria.

A técnica de enrolamento intercalado reduz a indutância de dispersão, um parâmetro que, nesse caso, é importante manter com o mais baixo nível possível, embora não sejam observados picos de sobretensão nos interruptores durante a comutação.

Por último, o entreferro do núcleo é ajustado para atingir a indutância de magnetização projetada, pois é um parâmetro crucial, visto que a corrente de entrada é dependente desse valor. Para isso, são utilizados espaçadores de papel.

4.1.3 Interruptores

Para a escolha dos interruptores, é necessário inicialmente verificar os valores de corrente e tensão a qual o componente estará submetido, a fim de evitar o mau funcionamento e avarias. Não são observados picos de sobretensão nos interruptores. Outras características importantes são o atraso para ligar e desligar o componente, a capacitância intrínseca e a resistência de condução.

4.1.4 Diodos

Os diodos do *boost* e do *flyback* estão submetidos a distintos níveis de estresse de tensão e corrente, observando-se valores mais altos na célula do *flyback*. Por esse motivo, os modelos escolhidos tendem a ser diferentes entre si.

Buscando o melhor funcionamento do conversor, é importante utilizar diodos de modelo rápido e que entreguem baixos valores de queda de tensão. A capacitância intrínseca também requer atenção.

4.1.5 Capacitores

A escolha dos capacitores passa inicialmente pelos valores de tensão aos quais estarão submetidos. A tensão na célula do *boost* e do *flyback* são distintas, porém serão utilizados capacitores iguais.

O conversor apresenta baixa oscilação de tensão mesmo com reduzidos valores de capacitância, por isso é evitada a utilização de capacitores eletrolíticos, visando aumentar a vida útil do equipamento.

4.2 DEFINIÇÃO DE PROJETO DO CONVERSOR

A modelagem e o equacionamento do conversor proposto foram conduzidos inicialmente de forma genérica, buscando investigar o comportamento de parâmetros do

circuito, como a frequência de comutação e a razão cíclica efetiva. A partir do equacionamento desenvolvido, são definidos os parâmetros que serão utilizados para realizar os testes práticos com o objetivo de comprovar que o conversor opera conforme especificado.

Na Tabela 2, são apresentados os parâmetros do conversor proposto, além de especificados os modelos dos componentes utilizados, as características dos componentes construídos e as principais propriedades.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor *boost-flyback interleaved*.

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P_o = 450 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_i = 60 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 480 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 66 \text{ kHz}$
Capacitores de saída	$C_{o1} = C_{o2} = C_{o3} = 6,8 \text{ } \mu\text{F}$ – poliester
Indutor	$L = 250 \text{ } \mu\text{H}$; 50 voltas; litz 2x270x0,08 mm; airgap = 2 mm; ETD-49/25/16 – N87
Indutor acoplado	$N1/N2 = 5/13$; $n=2,6$; airgap = 0,15 mm; $N1=\text{litz } 2\text{x}270\text{x}0,08 \text{ mm}$; $N2=\text{litz } 1\text{x}180\text{x}0,08 \text{ mm}$; $L_M = 22 \text{ } \mu\text{H}$; $L_{LK}=0.35 \text{ } \mu\text{H}$; ETD 49/25/16 – 3C90
Diodos do <i>boost</i> $Db1$ e $Db2$	MBR40250G; $C_{Db1} = C_{Db2} = 110 \text{ pF}$
Diodos do <i>flyback</i> $Df1$ e $Df2$	MUR 840; $C_{Df1} = C_{Df2} = 50 \text{ pF}$
Interruptores S_1 e S_2	C2M0025120D; $C_{S1} = C_{S2} = 350 \text{ pF}$, $R_{DS_{on}} = 25 \text{ m}\Omega$
Drivers	FOD3180
DSP	F28379D Texas Instruments

Fonte: Autoria própria

4.3 CÁLCULO DA ONDULAÇÃO E ESTIMATIVA DE PERDAS

Inicialmente é determinado o valor do ganho estático, M , conforme (82).

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{480}{60} = 8 \quad (82)$$

A razão cíclica efetiva, δ , pode ser calculada de diversas maneiras, utilizando distintas

variáveis, no entanto, reordena-se as variáveis na equação (23), resultando em (83).

$$\delta = \frac{V_o - 2V_i(n+1)}{V_o} = \frac{480 - 2 \cdot 60 \cdot (2,6 + 1)}{480} = 0,1 \quad (83)$$

Semelhante à razão cíclica efetiva, a tensão nas células do *flyback* e do *boost* podem ser calculadas de diferentes maneiras. A opção elegida se baseia em (4) e (5), resultando nos valores determinados em (84) e (85).

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{nV_o}{2(n+1)} = \frac{2,6 \cdot 480}{2(2,6 + 1)} = 173,33 \text{ V} \quad (84)$$

$$V_{o3} = \frac{V_o}{n+1} = \frac{480}{2,6 + 1} = 133,33 \text{ V} \quad (85)$$

A partir dos parâmetros de projeto especificados, e com os componentes definidos, é possível estimar as perdas resultantes, calculadas em função da potência de entrada.

Para realizar os cálculos de ondulação de corrente e de perdas, a potência de entrada, P_i , será considerada como um fator de cálculo da corrente de entrada e da tensão de entrada, conforme (86). Ressaltando que o conversor opera com tensão de entrada fixa em 60 V.

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{P_i}{60} \quad (86)$$

4.3.1 Ondulação da corrente de entrada

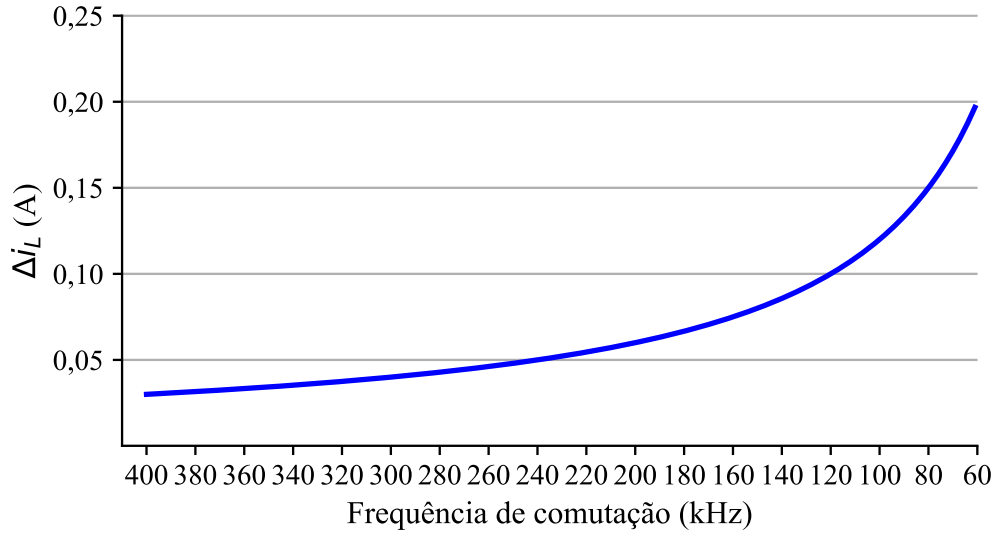
A partir do equacionamento definido em (33), é calculada a ondulação máxima de corrente no indutor quando operando com potência nominal, conforme (87).

$$\Delta I_L = \frac{V_i \delta}{2L f_s} = \frac{60 \cdot 0,1}{2 \cdot 250\mu \cdot 66k} = 0,181 \text{ A} \quad (87)$$

A ondulação na corrente de entrada é intencionalmente baixa para que o indutor de entrada possa ser considerado como uma fonte de corrente constante. Na Figura 66, é apresentado um gráfico com a estimativa de ondulação de corrente no indutor em função da

frequência de comutação.

Figura 66 – Ondulação de corrente no indutor de entrada em função da frequência de comutação.



Fonte: Autoria própria.

A ondulação de corrente se intensifica com a diminuição da frequência de comutação, ou seja, com o aumento da corrente de entrada. Isso significa que para maiores potências de operação exibem-se maiores valores de ondulação de corrente.

4.3.2 Perdas no indutor de entrada

As perdas no indutor de entrada são separadas em condução, devido aos condutores, e ao núcleo magnético. Ambos serão analisados separadamente.

4.3.2.1 Perdas no enrolamento do indutor de entrada

O indutor foi construído utilizando condutores do tipo litz, com resistência total de aproximadamente $R_L = 0,03 \, \Omega$. A partir do equacionamento das perdas por condução no indutor de entrada, determinado em (35), a potência dissipada pelos condutores do indutor de entrada é calculada em (88).

$$P_{L_{cond}} = R_L \cdot I_i^2 = 0,03 \cdot \left(\frac{P_i}{60}\right)^2 \quad (88)$$

4.3.2.2 Perdas no núcleo do indutor de entrada

As perdas no núcleo, a partir da equação de Steinmetz retratada em (41), envolvem vários parâmetros, os quais serão determinados separadamente. Primeiramente será determinado o valor da densidade de fluxo magnética máxima, para toda a faixa de operação, conforme (89).

São considerados os seguintes valores para os coeficientes de Steinmetz: $k = 3,2 \cdot 10^{-4}$, $\alpha = 1,46$ e $\beta = 2,75$. Adota-se 50 voltas e área da seção transversal efetiva de $2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$.

$$B_{L_{max}} = \frac{L \cdot I_i}{n_{voltas} \cdot A_c} = \left(\frac{250\mu}{50 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4}} \right) \cdot \left(\frac{P_i}{60} \right) \quad (89)$$

As perdas no núcleo para toda a faixa de operação podem ser calculadas conforme definido em (90). A densidade do núcleo é de 5000 kg/m^3 e o volume de $2,41 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$.

$$\begin{aligned} P_{L_{nucleo}} &= k f_s^\alpha \left(\frac{L \cdot I_L}{n_{voltas} \cdot A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo} \\ &= 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot (f_s)^{1,46} \cdot \left(\left(\frac{250\mu}{50 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4}} \right) \cdot \left(\frac{P_i}{60} \right) \right)^{2,75} \cdot 5000 \\ &\quad \cdot 2,41 \cdot 10^{-5} \end{aligned} \quad (90)$$

Alternativamente, as perdas no núcleo para a potência nominal podem ser determinadas de acordo com (91).

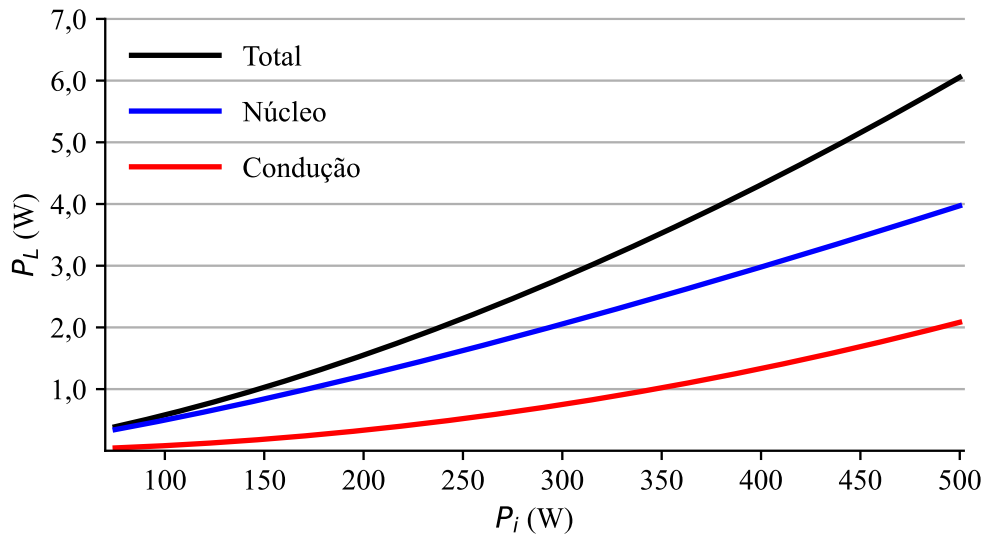
$$P_{nucleo_{alternativo}} = P_{nucleo} \cdot V_{nucleo} = 24100 \cdot 150\mu = 3,6 \text{ W} \quad (91)$$

Em que P_{nucleo} corresponde às perdas no núcleo por unidade de volume, obtido pela folha de dados do componente.

4.3.2.3 Perdas totais do indutor de entrada

Na Figura 67 é apresentada a estimativa de perdas por condução e no núcleo do indutor, em função da potência de entrada.

Figura 67 – Potência dissipada no núcleo e no enrolamento do indutor de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Para a potência nominal do conversor, a potência dissipada por condução no indutor de entrada é de 1,8 W, no núcleo 3,6 W somando 5,4 W. Conforme esperado, quanto maior a potência de operação, maiores são as perdas tanto por condução quanto no núcleo.

Comparando o cálculo alternativo para perdas no núcleo e o cálculo de Steinmetz, os resultados são equivalentes.

4.3.3 Perdas nos indutores acoplados

Os indutores acoplados apresentam perdas por condução nos enrolamentos do primário, do secundário e devido ao núcleo magnético. Todas serão calculadas separadamente.

4.3.3.1 Enrolamentos do primário

Para a construção dos enrolamentos dos primários, foram utilizados condutores do tipo litz, cuja resistência é de aproximadamente $R_{N1} = 0,04 \, \Omega$ por enrolamento.

Com base na equação (45), na qual foi desenvolvido o equacionamento para as perdas em cada um dos enrolamentos do primário dos indutores acoplados, substituindo os valores adotados, obtém-se (92).

$$P_{N1_{cond}} = R_{N1} \cdot \frac{3n + \delta + 2}{6(n + 1)} I_i^2 = 0,045 \cdot \frac{3 \cdot 2,6 + 0,1 + 2}{6(2,6 + 1)} \left(\frac{P_i}{60} \right)^2 \quad (92)$$

4.3.3.2 Perdas no enrolamento do secundário dos indutores acoplados

Para a construção dos enrolamentos do secundário, foram utilizados condutores do tipo litz, cuja resistência é de aproximadamente $R_{N3} = 0,06 \, \Omega$ por enrolamento.

A partir do equacionamento das perdas por condução no enrolamento do secundário dos indutores acoplados determinado em (49), são feitos os cálculos conforme em (93).

$$P_{N3_{cond}} = R_{N3} \cdot \frac{(1 - \delta)}{6} \left(\frac{2I_i}{n + 1} \right)^2 = 0,06 \cdot \frac{(1 - 0,1)}{6} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_i}{60 \cdot (2,6 + 1)} \right)^2 \quad (93)$$

Os valores obtidos em (92) e (93) levam em consideração apenas um enrolamento no primário e no secundário, no entanto, os indutores acoplados são construídos com um par em cada. Portanto, os valores finais devem ser multiplicados por dois.

4.3.3.3 Perdas no núcleo dos indutores acoplados

Para o cálculo das perdas no núcleo, são considerados os seguintes valores para os coeficientes de Steinmetz: $k = 3,2 \cdot 10^{-4}$, $\alpha = 1,46$ e $\beta = 2,75$. Primeiramente é determinada a densidade de fluxo magnético, a partir de (94). Adota-se 5 voltas e área da seção transversal efetiva de $2,11 \cdot 10^{-4} \, \text{m}^2$.

$$B_{T1_{max}} = \frac{L_m I_i}{n_{voltas} A_c} = \left(\frac{22\mu}{5 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4}} \right) \cdot \left(\frac{P_i}{60} \right) \quad (94)$$

Semelhantemente ao realizado para o núcleo do indutor, as perdas no núcleo dos indutores acoplados, para toda a faixa de operação, podem ser calculadas conforme definido em (95). A densidade do núcleo é de $5000 \, \text{kg/m}^3$ e o volume de $2,41 \cdot 10^{-5} \, \text{m}^3$.

$$\begin{aligned} P_{T1_{nucleo}} &= k f_s^\alpha \left(\frac{L_m I_i}{n_{voltas} A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} \cdot V_{nucleo} \\ &= 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot (f_s)^{1,46} \cdot \left(\left(\frac{22\mu}{5 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4}} \right) \cdot \left(\frac{P_i}{60} \right) \right)^{2,75} \cdot 5000 \\ &\quad \cdot 2,41 \cdot 10^{-5} \end{aligned} \quad (95)$$

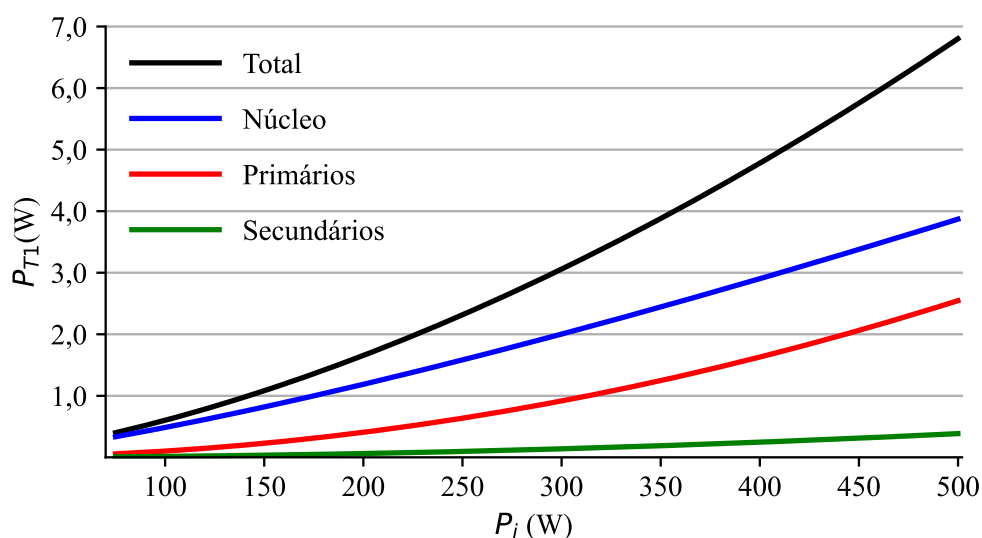
Alternativamente, as perdas no núcleo para a potência nominal podem ser

determinadas de acordo com (91), visto que os núcleos são do mesmo tamanho.

4.3.3.4 Perdas totais nos indutores acoplados

Na Figura 68, é apresentado um gráfico com a estimativa de perdas por condução em cada enrolamento, no núcleo e a somatória total, em função da potência de entrada.

Figura 68 – Potência dissipada no núcleo e nos enrolamentos dos indutores acoplados.



Fonte: Autoria própria.

Para a potência nominal do conversor, a potência dissipada nos dois enrolamentos do primário é de 2,2 W e nos enrolamentos do secundário é de 0,3 W, totalizando aproximadamente 2,5 W em condução.

As perdas no núcleo calculadas pelos coeficientes de Steinmetz e pelo método alternativo foram de 2,75 W e 3,6 W respectivamente. Os resultados apresentam discrepância porque foram utilizadas as equações idealizadas. Portanto, para fins de análise será considerado o resultado obtido pelo método alternativo.

As perdas totais nos indutores acoplados, incluindo a condução e o núcleo, para o conversor operando em potência nominal, totalizam 6,1 W.

4.3.4 Perdas nos interruptores

O equacionamento das perdas nos interruptores foi determinado para cada componente, no entanto, como são utilizados dois, é importante recordar de duplicar cada

resultado obtido.

Baseado no cálculo realizado em (59), a potência dissipada por condução em um interruptor é determinada em (96). A resistência típica de condução equivale a 25 mΩ.

$$P_{S_{cond}} = R_{DS_{on}} \cdot \frac{3n + 2\delta + 1}{6(n + 1)} I_i^2 = 25m \cdot \frac{(3 \cdot 2,6 + 2 \cdot 0,1 + 1)}{6(2,6 + 1)} \left(\frac{P_i}{60}\right)^2 \quad (96)$$

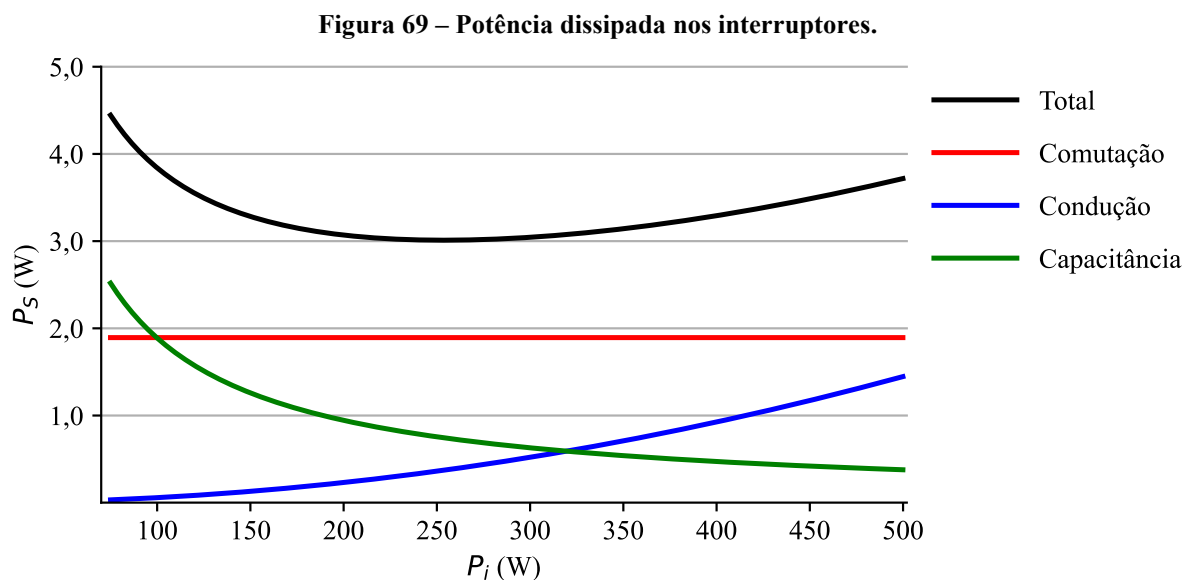
Da mesma maneira, as perdas por comutação nos interruptores podem ser obtidas conforme determinado em (97). Por exibir característica ZVS na entrada em condução, serão consideradas apenas as perdas no momento do bloqueio, cujo tempo equivalente a 28 ns.

$$P_{S_{comutação}} = \frac{133 \cdot f_s \cdot 28n}{2} \cdot \left(\frac{P_i}{60}\right) \quad (97)$$

Finalmente, de maneira análoga são estimadas as perdas por capacitância, computada em (98). A capacitância intrínseca equivale a 350 pF.

$$P_{S_{capacitância}} = \frac{C_{ds} V_{ds}^2 f_s}{2} = \frac{350p \cdot 133^2 \cdot f_s}{2} \quad (98)$$

Na Figura 69, é apresentado um gráfico com a estimativa de perdas por condução nos dois interruptores, em função da potência de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Para a potência nominal do conversor, a potência dissipada por condução é de aproximadamente 1,27 W, por comutação é de 1,92 W e por capacitância é de 0,41 W, totalizando aproximadamente 3,6 W.

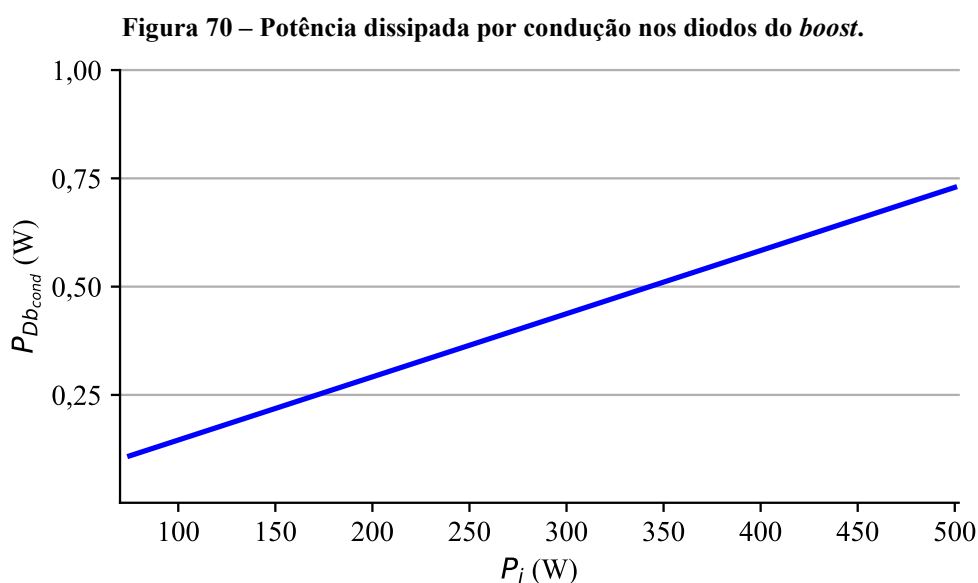
As perdas por comutação resultam em uma linha reta, mantendo valor fixo em toda a faixa analisada, porque a frequência de comutação e a corrente de entrada são inversamente proporcionais e se alteram na mesma proporção, ou seja, caso a frequência dobre seu valor, a corrente é reduzida pela metade.

As perdas por capacitância são diretamente proporcionais à frequência de operação, portanto, para baixas potências, tendem a aumentar consideravelmente.

4.3.5 Perdas por condução nos diodos do *boost*

Em (67), foi determinado o equacionamento das perdas nos diodos do *boost*. O componente utilizado possui valor de tensão em condução direta, $V_{F_{boost}} = 0,7$ V e o cálculo da é desenvolvido em (99). Relembrando que por serem utilizados dois componentes, o resultado deve ser multiplicado por dois.

$$P_{Db_{cond}} = V_{F_{boost}} \cdot \frac{(1 - \delta)}{4(n + 1)} I_i = 0,7 \cdot \frac{(1 - 0,1)}{4(2,6 + 1)} \cdot \left(\frac{P_i}{60}\right) \quad (99)$$



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 70, é apresentado um gráfico com a estimativa de perdas no diodo do *boost*,

em função da potência de entrada.

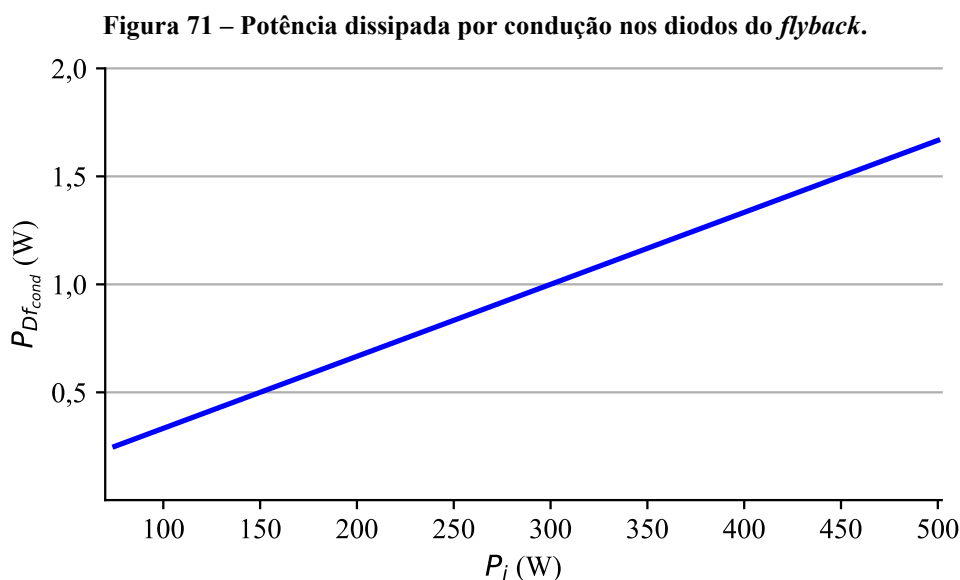
Para a potência nominal do conversor, as perdas nos dois diodos do *boost* contabiliza 0,7 W. As perdas nos diodos do *boost* são direta e linearmente proporcionais a potência em que se está operando.

4.3.6 Perdas por condução nos diodos do *flyback*

Em (72), foi determinado o equacionamento das perdas nos diodos do *flyback*. O componente utilizado possui valor de tensão em condução direta, $V_{F_{fly}} = 0,8V$, e o cálculo da potência dissipada é realizado em (100). Relembrando que por serem utilizados dois componentes, o resultado deve ser multiplicado por dois.

$$P_{Df_{cond}} = V_{F_{fly}} \cdot \frac{1 - \delta}{2(n + 1)} \cdot I_i = 0,8 \cdot \frac{1 - 0,1}{2(2,6 + 1)} \cdot \left(\frac{P_i}{60}\right) \quad (100)$$

Na Figura 71, é exibido o gráfico com a estimativa de perdas nos diodos do *flyback*, em função da potência de entrada.



Fonte: Autoria própria

Para a potência nominal do conversor, a dissipação nos diodos do *flyback* é de 1,6 W. As perdas nos diodos do *flyback* são direta e linearmente proporcionais a potência em que se está operando. Além disso, se a tensão de condução direta for semelhante entre eles, a perdas no diodo do *flyback* tendem a ser duas vezes maior que as perdas no diodo do *boost*.

4.3.7 Perdas por condução nos capacitores

As perdas no diodo do *boost*, C_{o3} , foram determinadas em (80) e em cada um dos dois diodos do *flyback*, C_{o1} e C_{o2} , em (76). A partir desses cálculos, a potência dissipada nesses componentes pode ser determinada por (101) e (102), respectivamente. Os componentes utilizados são iguais, com resistência série equivalente de 50 mΩ.

$$P_{C_{o3}} = ESR \cdot \frac{(1 - \delta) \cdot (3\delta + 4n + 1) I_i^2}{12(n + 1)^2} \quad (101)$$

$$= 50m \cdot \frac{(1 - 0,01) \cdot (3 \cdot 0,01 + 4 \cdot 2,6 + 1)}{12(2,6 + 1)^2} \left(\frac{P_i}{60}\right)^2$$

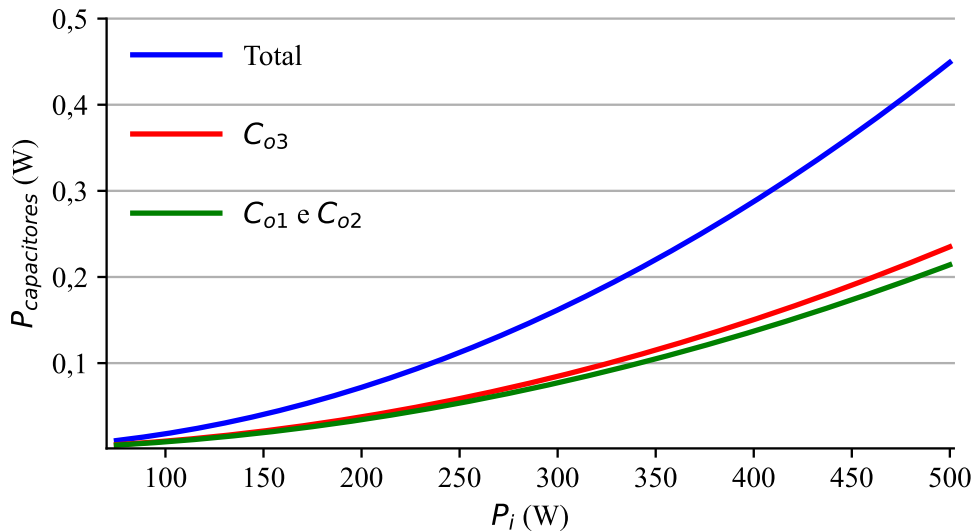
$$P_{C_{o1}} = P_{C_{o2}} = ESR \cdot \frac{(1 - \delta) \cdot \left(\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}\right) I_i^2}{4(n + 1)^2} \quad (102)$$

$$= 50m \cdot \frac{(1 - 0,01) \cdot \left(0,01^2 + 0,01 + \frac{5}{3}\right)}{4(2,6 + 1)^2} \left(\frac{P_i}{60}\right)^2$$

O conversor dispõe de apenas um diodo na célula do *boost*, no entanto, para a célula *flyback* são dois. Consequentemente, o resultado de (102) deve ser multiplicado por dois.

A potência dissipada pelo capacitor do *boost*, pelos dois capacitores do *flyback* juntos, bem como a somatória final nos três componentes para toda a faixa de potência de operação do conversor está ilustrada na Figura 72.

Figura 72 – Potência dissipada no capacitor da célula *boost* e nos capacitores da célula *flyback*.

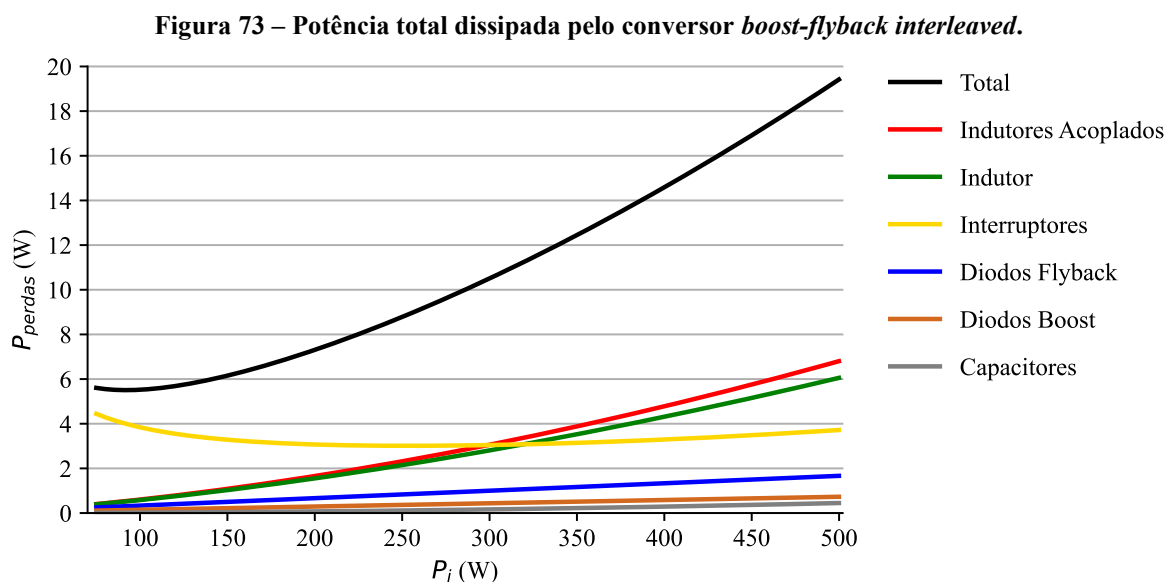


Fonte: Autoria própria.

Para a potência nominal do conversor, a potência dissipada no capacitor C_{o3} é de aproximadamente 0,21 W e nos dois capacitores, C_{o1} e C_{o2} , soma-se em torno de 0,19 W, totalizando 0,4 W. As perdas nesses componentes são baixas e diretamente proporcionais à potência em que se está operando.

4.3.8 Estimativa total de perdas e rendimento

Finalmente, após o cálculo das perdas de todos os componentes utilizados no conversor proposto, é feito o somatório desses valores individualmente obtidos. Dessa forma, na Figura 73 é obtido o resultado da potência total dissipada pelo conversor.



Fonte: Autoria própria.

Para a potência nominal do conversor, as perdas totais estimadas são de aproximadamente 17,8 W.

Todos os componentes apresentam redução de perdas em função da diminuição da potência de operação, com exceção dos interruptores, os quais inicialmente exibem diminuição até aproximadamente 200 W, voltando a se elevar. O comportamento discrepante é influenciado pelo aumento da frequência de comutação, acentuando as perdas por capacitância, as quais passam se tornar mais expressivas nessa região de operação.

Na Tabela 3, estão reapresentados e resumidos os valores estimados de perdas em todos os componentes, para a operação em potência nominal. Exibe-se de maneira individual ou conforme os pares. Ao final, a adição total das perdas.

Tabela 3 – Resumo das perdas em cada componente e cálculo do rendimento do conversor *boost-flyback interleaved*.

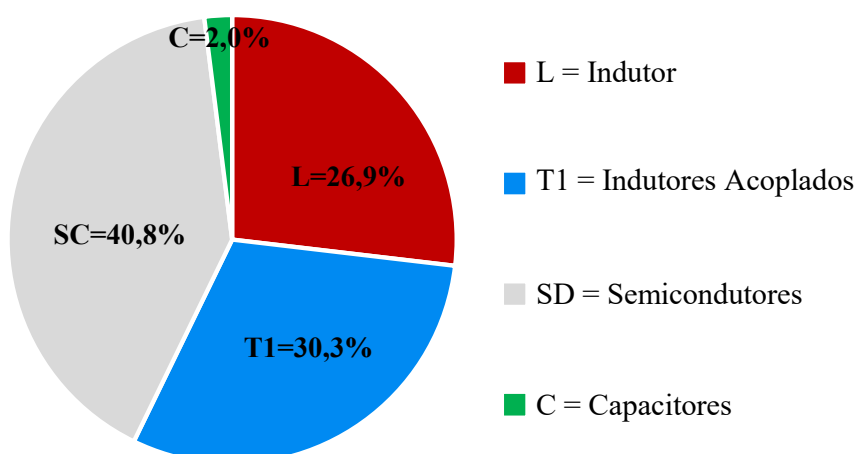
Componentes	Total
Indutor	$P_L = P_{L_{cond}} + P_{L_{nucleo}} = 1,8 + 3,6 = 5,4 \text{ W}$
Indutores acoplados	$P_{T1} = 2 \cdot P_{N1_{cond}} + 2 \cdot P_{N3_{cond}} + P_{L_{nucleo}} = 2,6 + 0,3 + 3,6 = 6,1 \text{ W}$
Interruptores	$P_S = 2 \cdot (P_{S_{cond}} + P_{S_{comutação}} + P_{S_{capacitância}}) = 2 \cdot (0,64 + 0,96 + 0,2) = 3,6 \text{ W}$
Diodo do <i>boost</i>	$P_{Db} = 2 \cdot P_{Db_{cond}} = 2 \cdot 0,35 = 0,7 \text{ W}$
Diodos do <i>flyback</i>	$P_{Df} = 2 \cdot P_{Df_{cond}} = 2 \cdot 0,8 = 1,6 \text{ W}$
Total dos diodos	$P_{Db} + P_{Df} = 0,7 + 1,6 = 2,3 \text{ W}$
Capacitor do <i>boost</i>	$P_{Co3} = P_{Co3_{cond}} = 0,21 \text{ W}$
Capacitores do <i>flyback</i>	$P_{Co1,2} = P_{Co1,2_{cond}} = 0,098 \text{ W} \rightarrow P_{Co1_{cond}} + P_{Co2_{cond}} = 2 \cdot 0,098 = 0,19 \text{ W}$
Total dos capacitores	$P_{Co3} + P_{Co1} + P_{Co2} = 0,21 + 0,19 = 0,4 \text{ W}$
Total das perdas	$P_L + P_{T1} + P_S + P_{Db} + P_{Df} + P_{Co3} + P_{Co1} + P_{Co2} = 5,4 + 6,1 + 3,6 + 2,3 + 0,4 = 17,8 \text{ W}$

Fonte: Autoria própria.

As perdas relacionadas aos principais componentes do estágio de potência do conversor, quando operando na potência nominal, foram anteriormente calculadas e também resumidas na Tabela 3. A partir desses resultados, as mesmas foram distribuídas na Figura 74.

Os principais contribuintes para as perdas no conversor são os semicondutores, representados por quatro diodos e dois interruptores, computando aproximadamente 40,8%. O indutor equivale a cerca de 26,9% e os indutores acoplados 30,3%. Por fim, os capacitores somam em torno de 2%, o menor dentre todos, principalmente devido à sua baixa resistência.

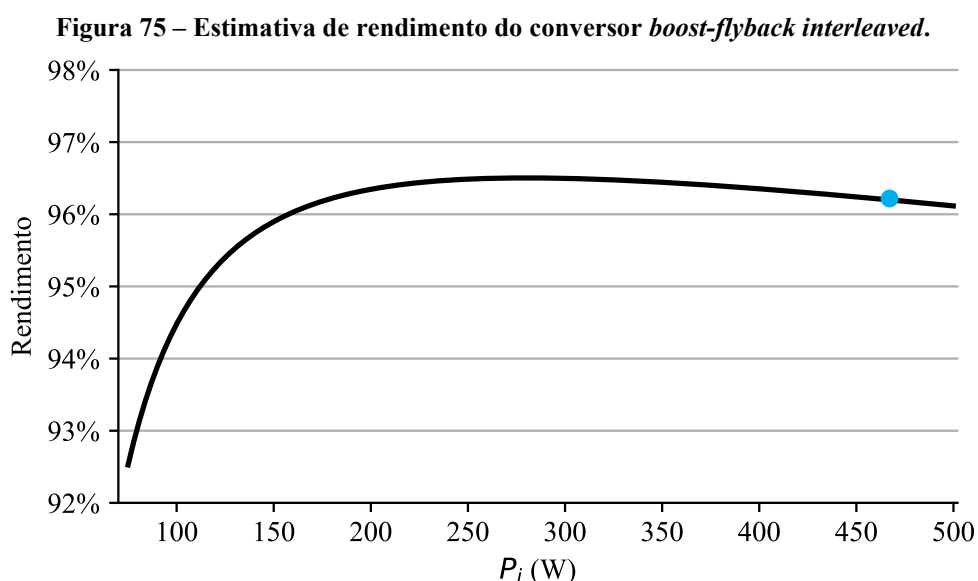
Figura 74 – Distribuição das perdas do conversor para potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

A partir do somatório de perdas totais no conversor, é possível estimar seu rendimento, conforme cálculo desenvolvido em (103). Expandindo para toda a faixa de operação, o resultado é apresentado na Figura 75. Importante destacar que a potência de saída equivale a 450 W e o total de perdas a 17,8 W, conforme indicado na Tabela 3.

$$\eta = 100\% \cdot \frac{P_o}{P_o + P_{perdas}} = 100\% \cdot \frac{450}{450 + 17,8} = 96,19 \% \quad (103)$$



Fonte: Autoria própria.

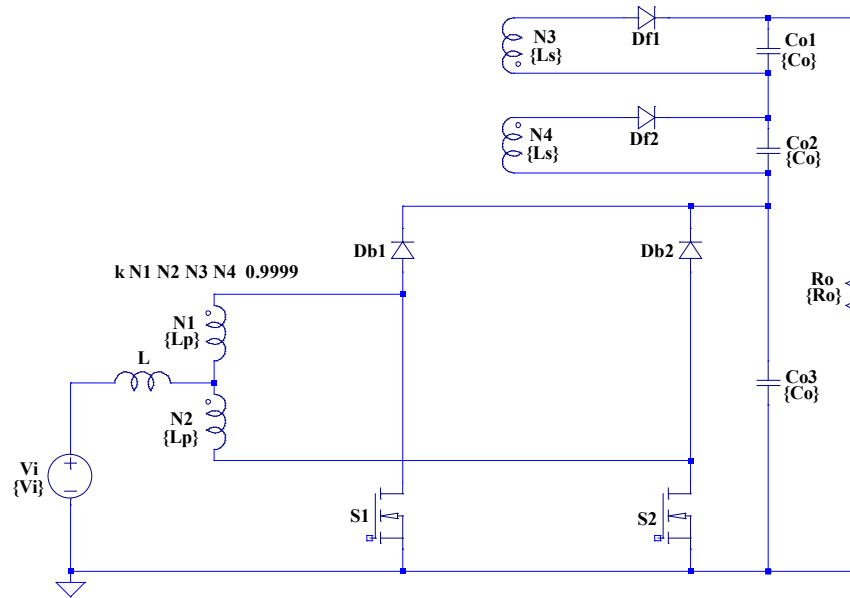
Conforme calculado em (103), o rendimento para potência nominal é de aproximadamente 96,19 %. No entanto, os resultados indicam que o rendimento do conversor não é máximo quando se está operando em potência nominal.

Conforme a potência de operação é reduzida, as perdas nos interruptores se tornam mais expressivas, contribuindo fortemente na visível redução de maneira acentuada do rendimento, podendo-se ler em torno de 94,5% para 100 W.

4.4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Finalizada a análise de perdas, com cálculos de esforços de corrente e tensão, é realizada a simulação numérica do conversor *boost-flyback interleaved* no *software* LTspice para validação das equações desenvolvidas e das formas de onda teóricas. O circuito simulado é exibido na Figura 76.

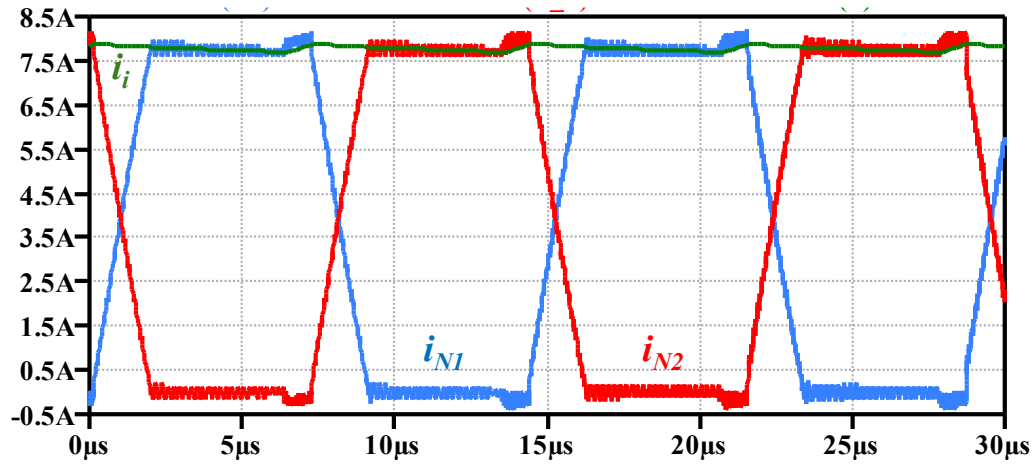
Figura 76 – Circuito simulado do conversor *boost-flyback interleaved* desenvolvido.



Fonte: Autoria própria.

A corrente de entrada, i_i e a corrente nos dois enrolamentos do primário dos indutores acoplados, i_{N1} e i_{N2} são apresentadas na Figura 77.

Figura 77 – Corrente de entrada e corrente em cada enrolamento do primário dos indutores acoplados.

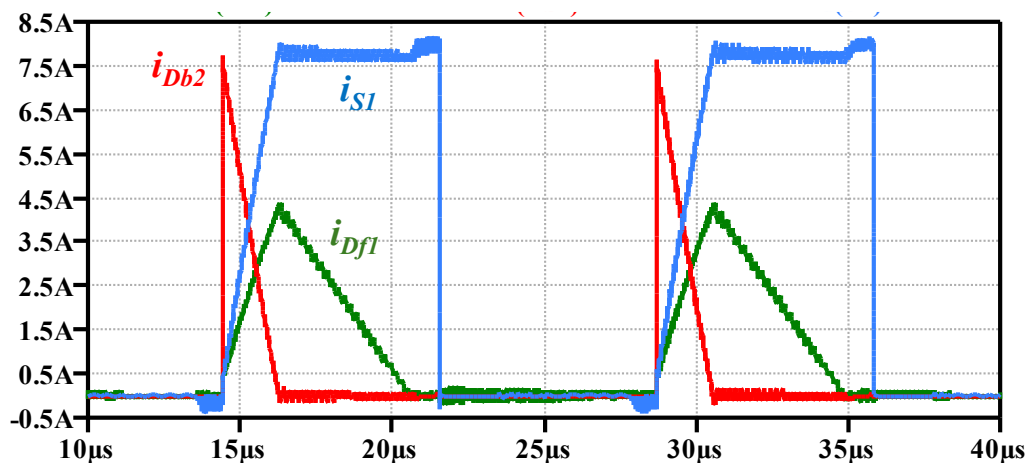


Fonte: Autoria própria.

A corrente de entrada exibe baixa ondulação, aproximadamente 0,2 A, e a corrente nos enrolamentos do primário são equivalentes e alternadas, pois conduzem de acordo com o interruptor que esteja em operação.

A corrente no interruptor S_1 , i_{S1} , a corrente no diodo do *boost*, i_{Db2} e corrente no diodo do *flyback*, i_{Df1} são mostradas na Figura 78.

Figura 78 – Corrente no diodo do *boost*, no diodo do *flyback* e no interruptor.

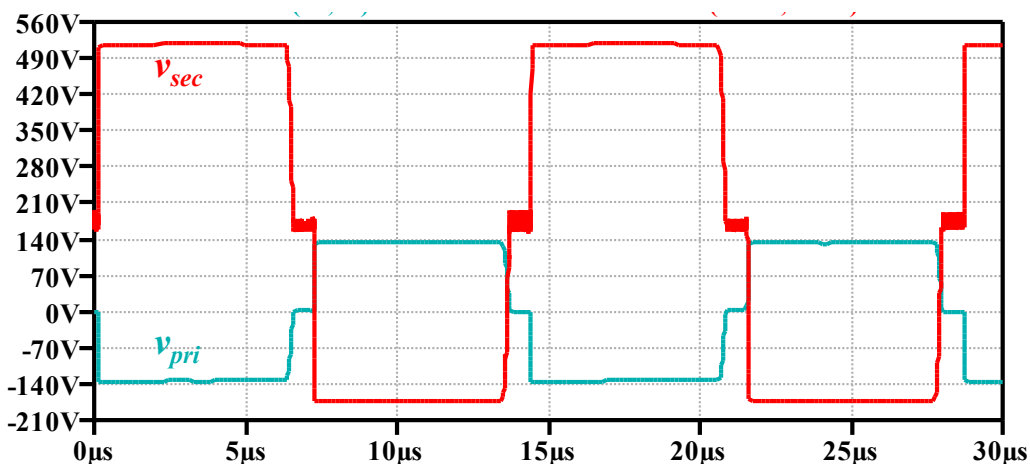


Fonte: Autoria própria.

A rampa de crescimento da corrente no interruptor, i_{sl} , é igual à do enrolamento N1 dos indutores acoplados. A rampa de caimento da corrente do diodo, i_{Db2} , é equivalente à do enrolamento N2. A corrente no diodo do *flyback* atinge o valor nulo antes do final do período.

A tensão no primário e no secundário dos indutores acoplados, v_{pri} e v_{sec} , respectivamente, são apresentadas na Figura 79.

Figura 79 – Tensão no primário e no secundário dos indutores acoplados.

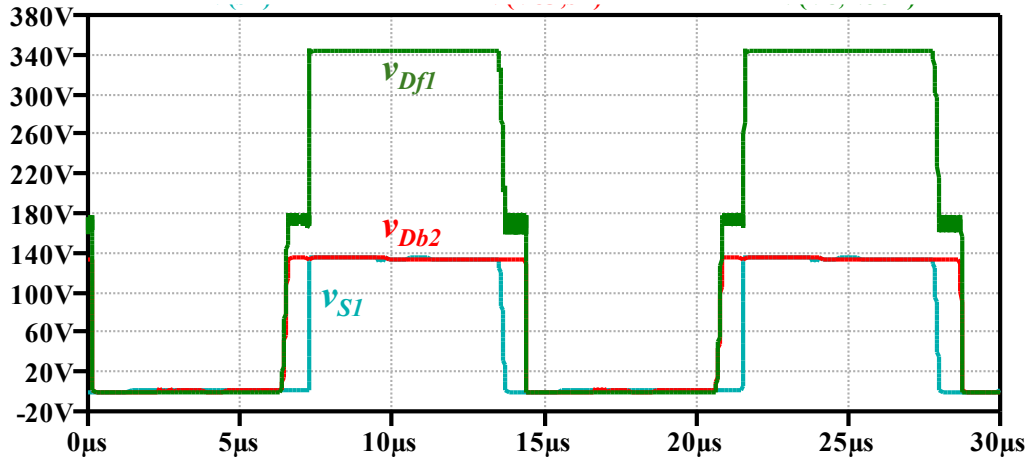


Fonte: Autoria própria.

Os patamares de tensão máxima e mínima no enrolamento do primário são equivalentes a tensão V_{o3} . Com relação ao secundário, o patamar inferior corresponde à tensão com valor negativo em uma das células do *flyback*, o nível do meio à tensão positiva em uma das células do *flyback* e finalmente o patamar superior corresponde a três vezes a tensão em uma das células do *flyback*.

A tensão no interruptor, v_{SI} , a tensão no diodo do *boost*, v_{Db2} , e tensão no diodo do *flyback*, v_{Dfl} , são ilustradas na Figura 80.

Figura 80 – Tensão no diodo do *boost*, no diodo do *flyback* e no interruptor.

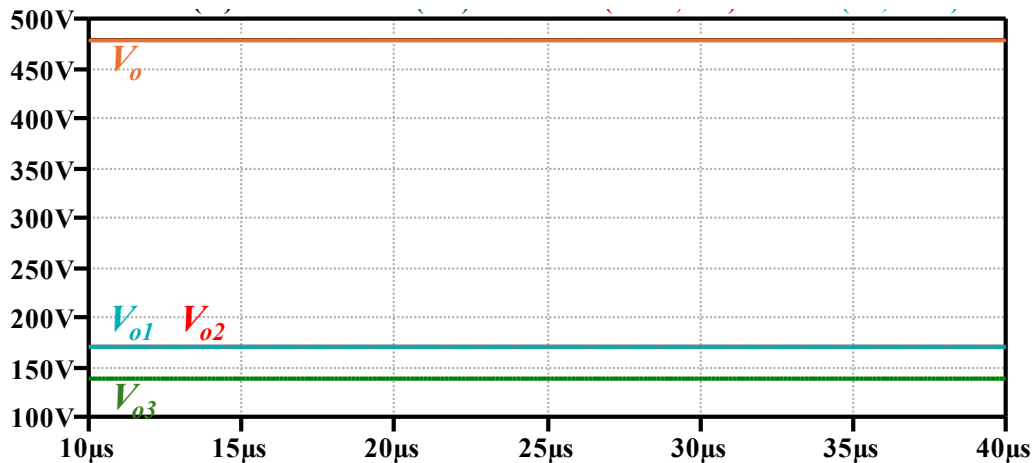


Fonte: Autoria própria.

As tensões no interruptor e no diodo do *boost* atingem valor máximo equivalente à tensão V_{o3} , enquanto a tensão no diodo do *flyback* é equivalente a soma das tensões nas duas células do *flyback*, V_{o1} e V_{o2} . Devido a grande diferença do nível máximo de tensão, é bastante provável que se utilizem modelos distintos de diodos.

Finalmente, as tensões na célula do *boost*, V_{o3} , em cada célula do *flyback*, V_{o1} e V_{o2} e a tensão total na carga, V_o , a qual é resultante da soma das três primeiras, conforme apresentado na Figura 81.

Figura 81 – Tensão na saída da célula do *boost*, na saída de cada célula do *flyback* e na carga.



Fonte: Autoria própria.

A tensões V_{o1} e V_{o2} estão sobrepostas pois os indutores acoplados são construídos com seus enrolamentos primários e secundários equivalentes entre si, portanto as células do *flyback* devem apresentar valor de tensão equivalentes.

A comparação entre os valores médios e eficazes da corrente nos componentes do conversor proposto está descrita na Tabela 4.

Tabela 4 – Comparação entre valores simulados e calculados para o conversor *boost-flyback interleaved*.

Componente	Calculado		Simulado		Erro	
	Médio	Eficaz	Médio	Eficaz	Médio	Eficaz
I_{S1}, I_{S2}	---	5,035 A	---	5,0 A	---	0,70 %
I_{N1}, I_{N2}	---	5,281 A	---	5,219 A	---	1,18 %
I_{N3}, I_{N4}	---	1,678 A	---	1,635 A	---	2,65 %
I_{Db1}, I_{Db2}	0,487 A	---	0,476 A	---	2,42 %	---
I_{Df1}, I_{Df2}	0,975 A	---	0,950 A	---	2,63 %	---

Fonte: Autoria própria.

Além da comparação, é exposto o erro relativo entre os valores calculados e medidos pela simulação. O valor eficaz da corrente nos interruptores apresenta a menor diferença, enquanto o valor eficaz da corrente nos enrolamentos do secundário, a maior.

A correta determinação das correntes nos componentes impacta na assertividade dos cálculos das perdas nos componentes e determina o grau de harmonia entre a parte teórica e a simulação do conversor.

Os valores de cada patamar de tensão nos componentes não foram tabelados, no entanto, é possível verificar visualmente a conformidade dos resultados.

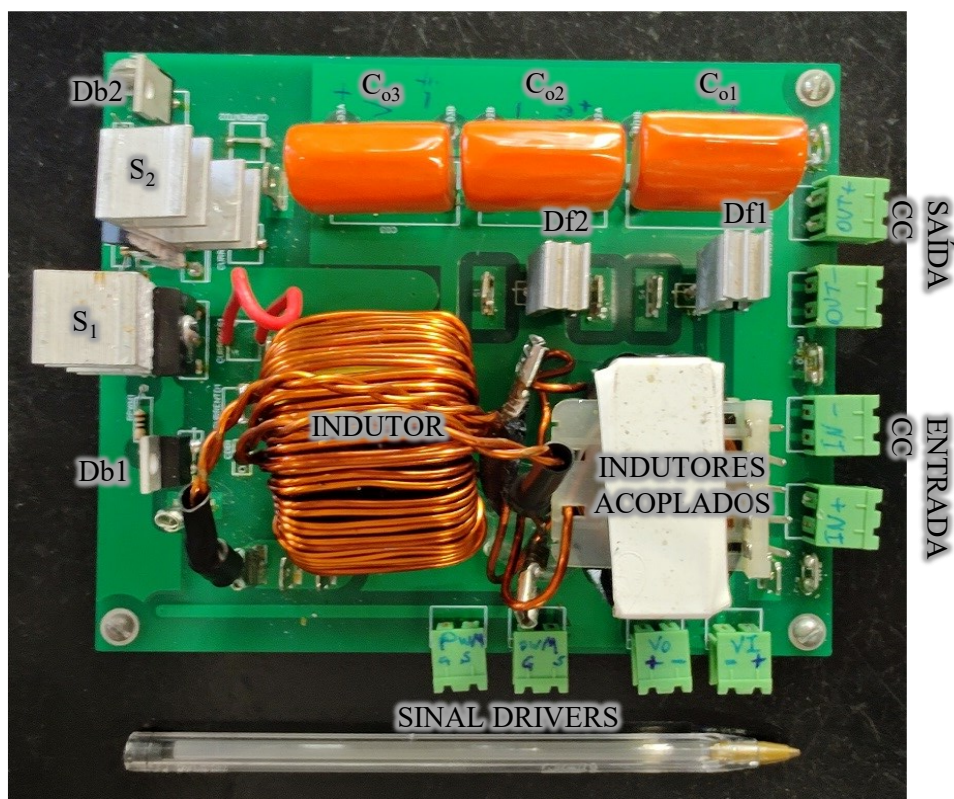
4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR

Nesta sessão serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo retratado na Figura 82, o qual foi elaborado a partir das definições de projeto propostas na Tabela 2.

Para os testes, é usada uma carga resistiva de 500 Ω . A densidade de potência é de aproximadamente 0,48 W/cm³. Não há sistema de controle de tensão ou corrente. O conversor foi testado em malha aberta usando um gerador PFM de dois canais com defasagem de 180°

entre si e frequência de comutação fixa em 66 kHz. As escalas de tensão, corrente e tempo estão descritas abaixo de cada figura.

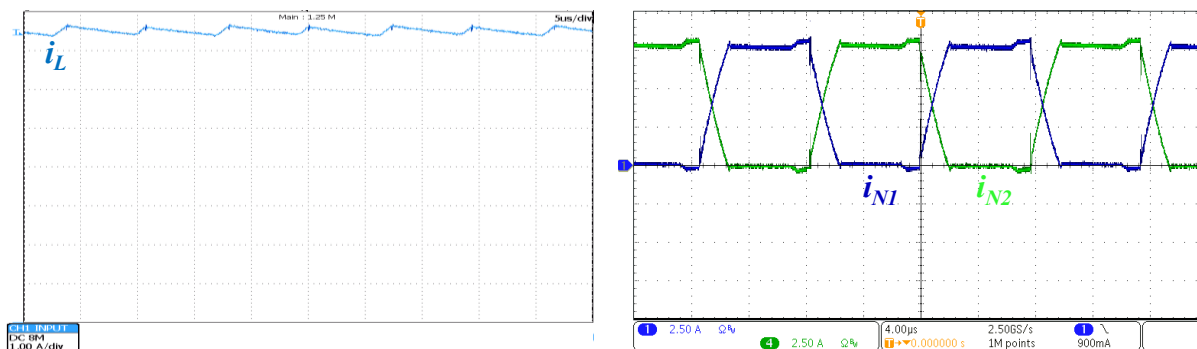
Figura 82 – Protótipo do conversor *boost-flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 83(a), é apresentada a corrente de entrada do conversor, ou corrente pelo indutor de entrada. Na Figura 83(b), estão apresentados alguns ciclos da corrente em cada um dos dois enrolamentos do primário dos indutores acoplados.

Figura 83 – Medição de corrente. (a) Entrada; (b) Nos dois enrolamentos do primário.



$$i_L = 1\text{A/div} - 5\mu\text{s/div} - i_{N1} = 2,5\text{A/div} - 4\mu\text{s/div}.$$

(a)

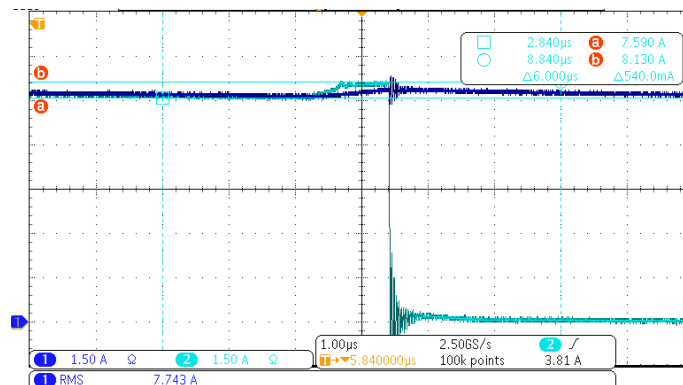
(b)

Fonte: Autoria própria.

O valor eficaz da corrente de entrada é de 7,8 A com variação pico a pico de 0,3 A, resultando em uma ondulação calculada de aproximadamente 4% da corrente de entrada. O formato da onda comprova que o indutor de entrada opera em CCM.

As formas de ondas de corrente nos enrolamentos do primário são simétricas e alternadas. Após se manter em valor constante e antes de iniciar o processo de conclusão da condução, é possível visualizar um sobressalto, caracterizando a corrente de roda livre, a qual é exibida e destacado na Figura 84. Seu valor é de aproximadamente 0,54 A.

Figura 84 – Corrente de roda livre.

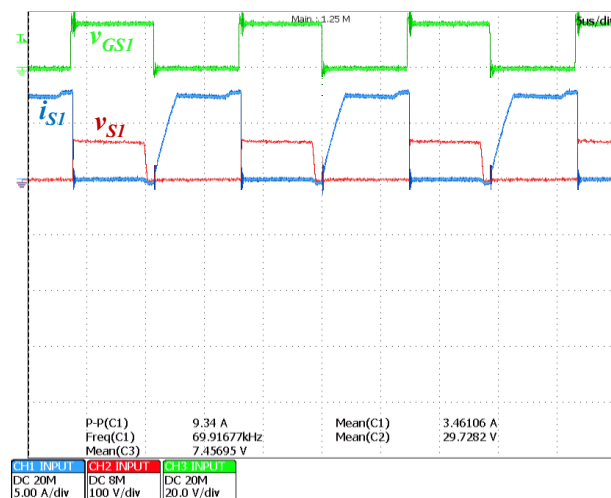


$$i_{NI} = 1,5\text{A/div} - i_L = 1,5\text{A/div} - 4\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

Alguns ciclos da corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I são exibidos na Figura 85. As formas de ondas mais detalhadas são analisadas na sequência.

Figura 85 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I .



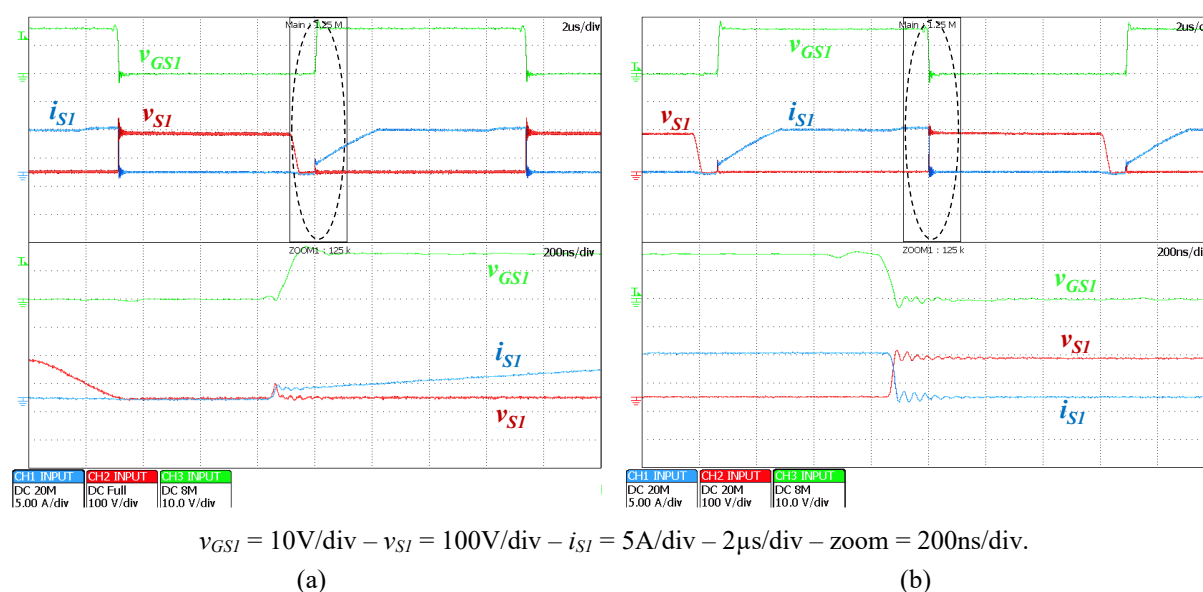
$$v_{GSI} = 20\text{V/div} - v_{SI} = 100\text{V/div} - i_{SI} = 5\text{A/div} - 5\mu\text{s/div}$$

Fonte: Autoria própria.

O instante de entrada em condução do interruptor S_I , com o sinal de comando do *driver*, a corrente partindo de zero até atingir o seu valor máximo, e a tensão se anulando antecipadamente, é apresentado na Figura 86(a). O interruptor entra em condução com ZVS, a tensão reversa é equivalente à V_{o3} e a corrente máxima é equivalente a de entrada.

O instante de bloqueio do interruptor S_I , com o sinal de comando do *driver*, a corrente decaindo do valor máximo até zero instantaneamente, e a tensão se elevando desde zero até V_{o3} , é apresentado na Figura 86(b).

Figura 86 – Detalhe da comutação do interruptor S_I . (a) Entrada em condução; (b) Bloqueio.

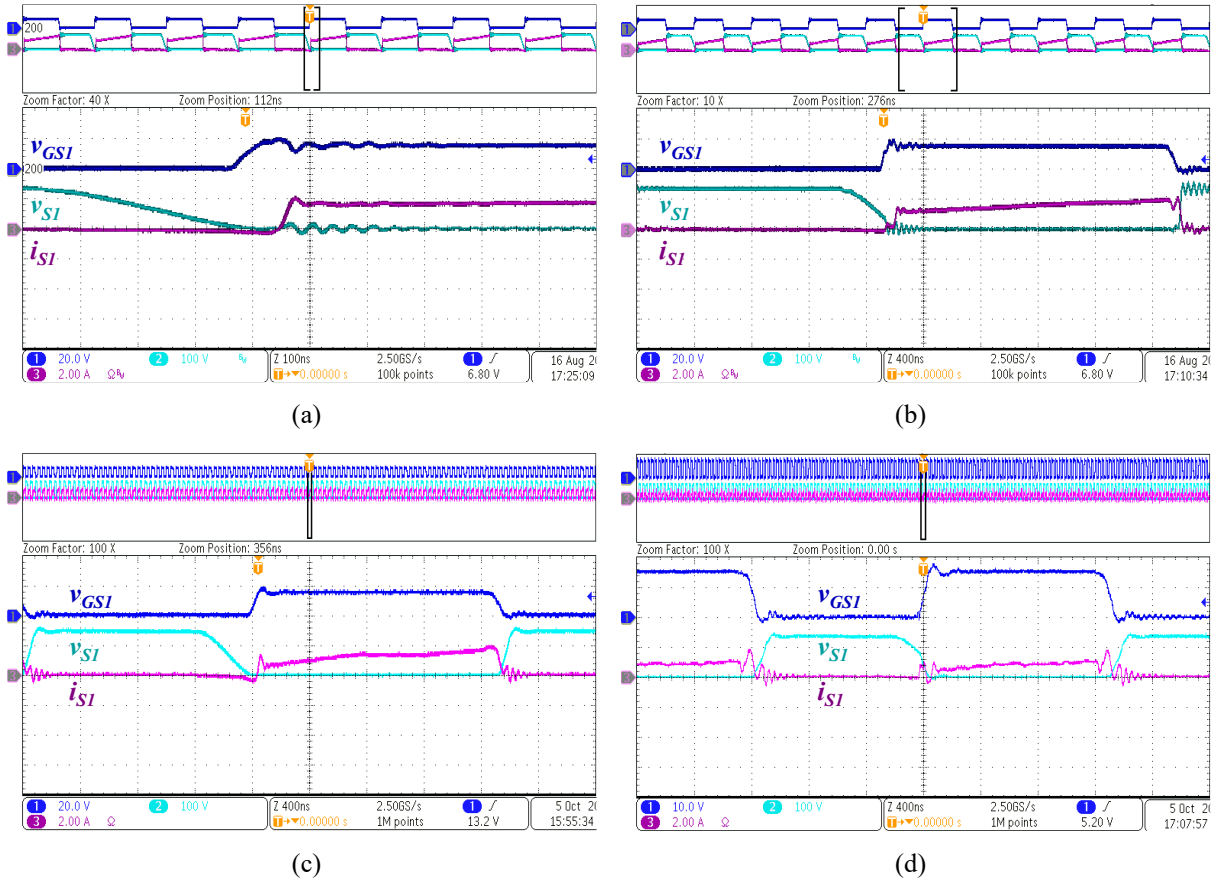


Fonte: Autoria própria.

Para confirmar que o conversor opera com comutação suave para cargas leves, a frequência de comutação é elevada para 200 kHz na Figura 87(a), 250 kHz na Figura 87(b), 350 kHz na Figura 87(c) e 400 kHz na Figura 87(d). Excepcionalmente para esta análise, a frequência de comutação é alterada. Em todas as figuras é retratada a corrente, a tensão e o sinal de gatilho com uma ampliação no instante de entrada em condução. Também é possível visualizar o momento de bloqueio.

A operação do conversor com frequência de comutação de 250 kHz equivale a aproximadamente 95 W de potência de saída, enquanto 400 kHz corresponde a aproximadamente 50 W. Em todos os casos o interruptor entra em condução com tensão nula e a corrente em rampa.

Figura 87 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para diferentes frequências de comutação. (a) 200 kHz; (b) 250 kHz; (c) 350 kHz; (d) 400 kHz.

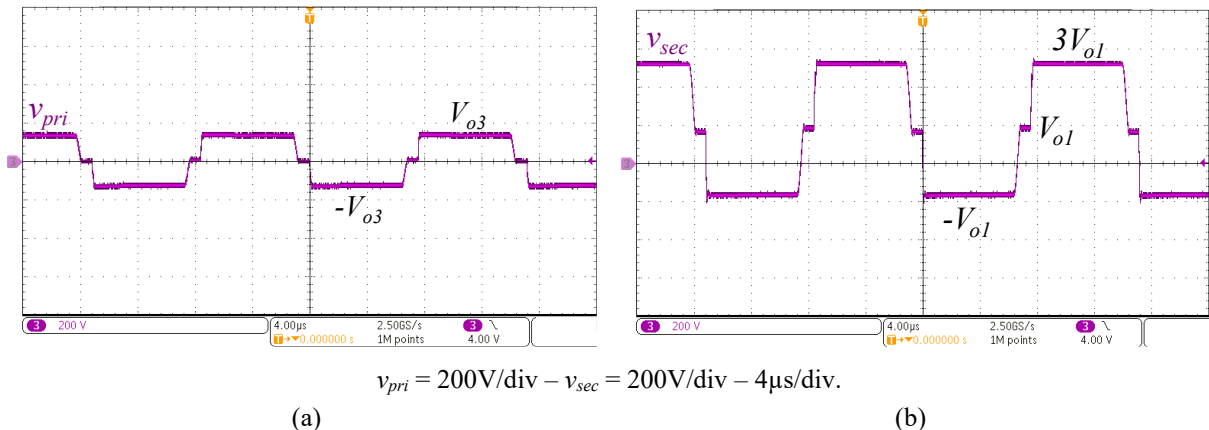


$v_{GSI} = 10\text{V/div} - v_{SI} = 100\text{V/div} - i_{SI} = 5\text{A/div} - 4\mu\text{s/div} - \text{zoom} = 400\text{ns/div}.$

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 88(a), são apresentados alguns ciclos da tensão entre os pontos A e B, v_{pri} , a qual também representa a tensão no primário dos indutores acoplados. Na Figura 88 (b), são apresentados alguns ciclos da tensão no secundário dos indutores acoplados, v_{sec} .

Figura 88 – Tensão nos indutores acoplados. (a) Primário; (b) Secundário.



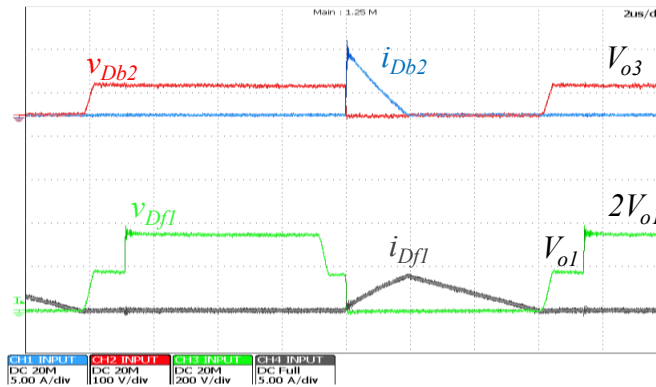
$v_{pri} = 200\text{V/div} - v_{sec} = 200\text{V/div} - 4\mu\text{s/div}.$

Fonte: Autoria própria.

Os valores da tensão correspondentes a todos os patamares das duas formas de ondas estão indicados. Nota-se a discrepância entre eles.

Na Figura 89, são retratados alguns ciclos da tensão no diodo do *flyback*, v_{df1} , a corrente no diodo do *flyback*, i_{df1} , a tensão no diodo do *boost*, v_{Db2} e a corrente no diodo do *boost*, i_{Db2} .

Figura 89 – Tensão no diodo do *boost*, V_{Db1} , (a) medido e (b) simulado.



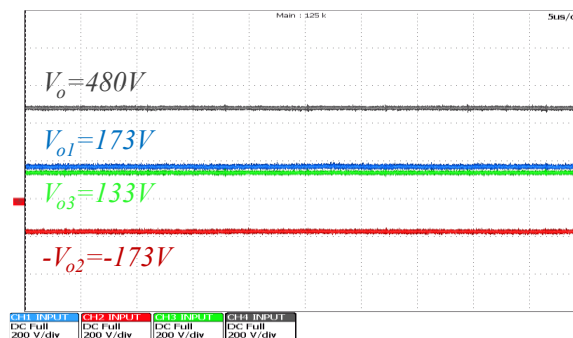
$$i_{Db2} = 5\text{A/div} - v_{Db2} = 100\text{V/div} - v_{Df1} = 200\text{V/div} - i_{Df1} = 5\text{A/div} - 2\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

A tensão reversa no diodo do *boost* é equivalente a V_{o3} . A tensão reversa no diodo do *flyback* é inicialmente igual a tensão V_{o1} e, posteriormente, correspondente a duas vezes a tensão V_{o1} . A corrente no diodo do *flyback* se anula antes do final do período, e ambos os diodos bloqueiam com ZCS.

Para validar as relações de tensão entre as células do conversor, a medição de cada variável é mostrada na Figura 90. A tensão V_{o2} é representada como um sinal invertido para que não seja sobreposta por V_{o1} , pois seus valores são idênticos, 173 V. A tensão V_{o3} é de 133 V, a tensão de saída é 480 V e a tensão de entrada é 60 V, resultando em um ganho estático de 8.

Figura 90 – Tensão de saída no *flyback* 1, V_{o1} , tensão de saída no *flyback* 2, V_{o2} , tensão de saída no *boost*, V_{o3} , e tensão de saída na carga, V_o no conversor *boost-flyback interleaved*



$$V_o = 200\text{V/div} - V_{o1} = 200\text{V/div} - V_{o2} = 200\text{V/div} - V_{o3} = 200\text{V/div} - 5\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

Os valores eficaz e médio da corrente nos principais componentes do conversor, obtidos pelo osciloscópio estão exibidos na Figura 91. Comparando com os valores calculados e simulados na Tabela 4, observa-se a equivalência dos resultados.

Figura 91 – Valor médio e eficaz da corrente nos principais componentes do conversor.

1	RMS	7.807 A	Valor eficaz da corrente de entrada
2	CycleRMS	5.043 A	Valor eficaz da corrente no interruptor
3	CycleRMS	5.292 A	Valor eficaz da corrente no enrolamento primário

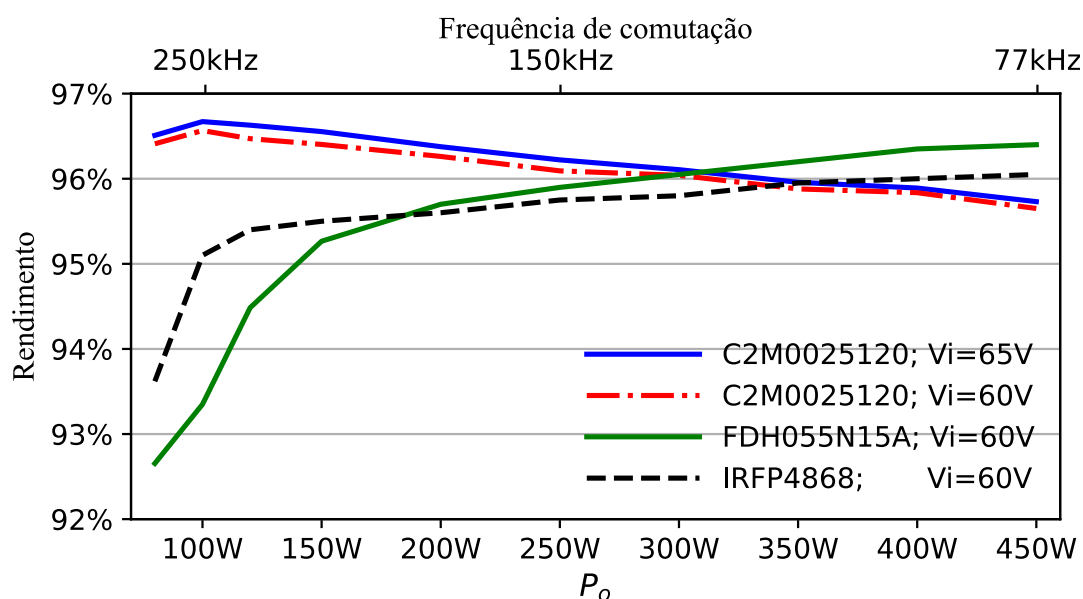
1	RMS	7.818 A	Valor eficaz da corrente de entrada
2	CycleMean	949.7mA	Valor médio da corrente no diodo do <i>boost</i>
3	CycleMean	495.1mA	Valor médio da corrente no diodo do <i>flyback</i>

Fonte: Autoria própria.

4.5.1 Análise de rendimento e comprovação das características do conversor

Finalizadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor *boost-flyback* e a análise desses resultados, inicia-se a verificação do rendimento medido e testes das características e modelagem.

Figura 92 – Rendimento do conversor do conversor *boost-flyback interleaved* em função da potência de saída para distintos modelos de interruptores.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 92, é exibida a medição do rendimento do conversor proposto para

diferentes níveis de potência e utilizando vários dispositivos de comutação. A tensão de saída é mantida em um valor constante de 480 V enquanto a potência de saída é modificada adaptando a carga R_o e ajustando manualmente a frequência de comutação f_s para cada caso. Além disso, são inseridos os valores de frequência de comutação que correspondem à respectiva potência de operação.

Os resultados anteriormente apresentados foram todos obtidos com o interruptor modelo C2M0025120 para tensão de entrada de 60 V. Para explorar outras opções no desenvolvimento do protótipo, o mesmo foi testado para tensão de entrada de 65 V, mantendo a mesma potência e a mesma tensão de saída. O aumento da tensão de entrada resulta em diminuição da corrente de entrada, ocasionando uma pequena diminuição das perdas e, conseqüentemente, aumento do rendimento para toda a faixa de operação. Nesse caso, o ganho estático é igualmente reduzido. Para potência nominal e tensão de entrada de 60 V o rendimento medido é de 95,65%, enquanto para 65 V é de 95,73%.

O componente FDH055N15A apresenta em sua folha de dados um baixo valor de resistência entre dreno e fonte, 5,9 m Ω , o que explica o alto rendimento na região de alta potência, no entanto, apresenta elevado valor de tempo de ativação, resultando em maiores perdas por chaveamento, além de maior capacitância intrínseca, aumentando as perdas por comutação, principalmente na região de baixa potência. O rendimento em potência nominal é de 96,4%.

Ao verificar a folha de dados do componente IRFP4868, notam-se valores de resistência entre dreno e fonte e tempo de ativação semelhantes ao do interruptor C2M0025120, o que explica os resultados similares em alta potência. No entanto, possui maior capacitância intrínseca, aumentando as perdas por comutação, principalmente na região de baixa potência. Além disso, apresenta maior sensibilidade quando ocorre aumento da temperatura. O rendimento em potência nominal é de 96,05%.

Para o caso em que se está operando com potência nominal, comparando o rendimento estimando em (103) com as medições da Figura 92, verifica-se uma discrepância de 0,05 W, percentualmente inferior a 0,1%.

Considerando a aplicação do conversor proposto em sistemas de energia solar fotovoltaica, ele pode ser empregado para carregamento de bancos de baterias ou como primeiro estágio de um inversor fotovoltaico.

O cálculo do rendimento médio ou ponderado foi desenvolvido para promover a qualificação e comparação dos conversores, uma vez que estes não operam continuamente na região de máximo rendimento. Essa avaliação considera diversos pontos de operação no

cálculo, determinados a partir de uma distribuição anual de potência, considerando que a irradiância e a temperatura variam ao longo das horas e dos dias do ano, e os equipamentos operam com diferentes níveis de potência. Os métodos mais comuns são o Europeu (*European efficiency* – Euro) e o da Comissão de Energia da Califórnia (*California Energy Commission* – CEC), introduzidos em (104) e (105), respectivamente.

$$\eta_{EURO} = 0.03\eta_{5\%} + 0.06\eta_{10\%} + 0.13\eta_{20\%} + 0.1\eta_{30\%} + 0.48\eta_{50\%} + 0.2\eta_{100\%} \quad (104)$$

$$\eta_{CEC} = 0.04\eta_{10\%} + 0.05\eta_{20\%} + 0.12\eta_{30\%} + 0.21\eta_{50\%} + 0.53\eta_{75\%} + 0.05\eta_{100\%} \quad (105)$$

Em que $\eta_{100\%}$ representa o rendimento do conversor para cem por cento da potência nominal, $\eta_{75\%}$ representa o rendimento do conversor para setenta e cinco por cento da potência nominal e assim por diante.

Utilizando como base os dados de rendimento de cada interruptor obtido na Figura 92 e aplicando-os às equações (104) e (105), resulta na Tabela 5. Os resultados demonstram que o interruptor utilizado, modelo C2M0025120, apresenta a melhor solução nesta análise, embora apresente menor rendimento para maiores potências. Além disso, também apresenta uma curva mais plana, com variação pico a pico inferior a 1%. O rendimento médio é inserido também.

Tabela 5 – Comparação de rendimento entre os modelos de interruptores.

	FDH055N15A	C2M0025120	IRFP4868
EURO	95,05%	96,19%	95,23%
CEC	95,58%	96,07%	95,61%
Médio	95,24%	96,26%	95,48%

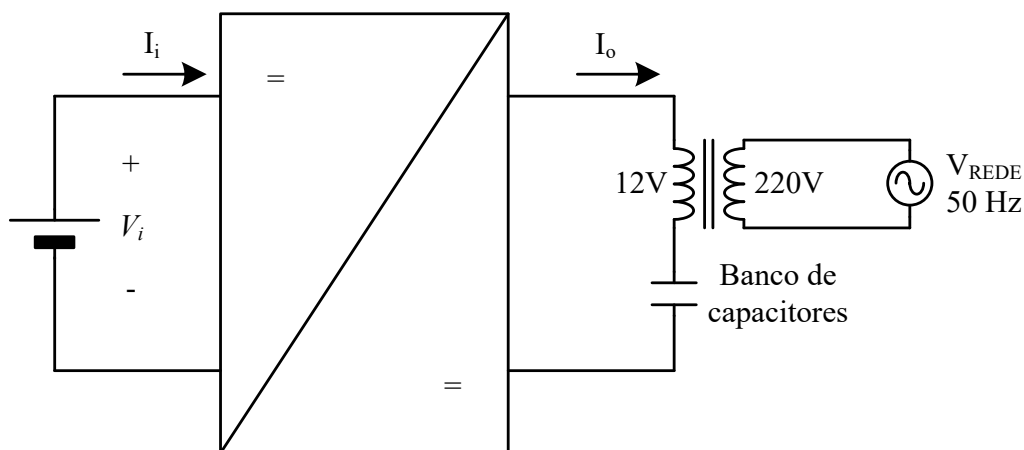
Fonte: Autoria própria.

Importante ressaltar que todos os demais resultados foram obtidos utilizando o interruptor modelo C2M0025120.

Oscilações de baixa frequência na tensão de saída são um efeito comumente observados quando o conversor alimenta um segundo estágio atuando como um inversor conectado à rede. Para essa avaliação, uma ondulação de tensão de 12 V, na frequência da rede

padrão europeu, 50 Hz, é inserida intencionalmente no barramento de carga. E ensaio está representado na Figura 93.

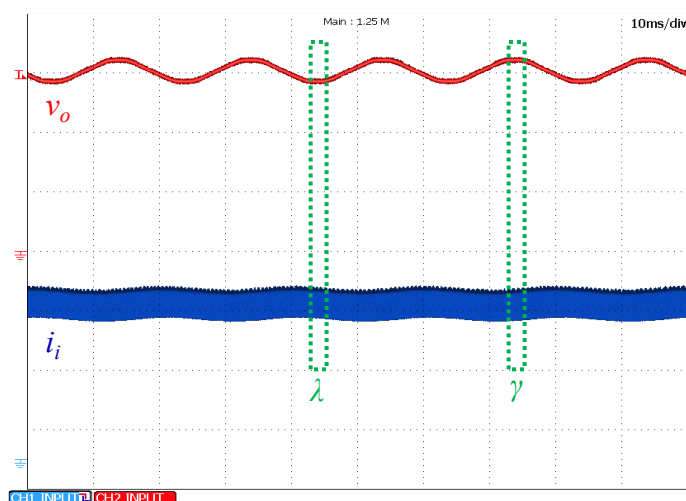
Figura 93 – Ligação para teste de ondulação de tensão na carga.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados do teste determinam uma flutuação praticamente desprezível da corrente de entrada, medindo aproximadamente 50 mA, para uma tensão de 12 V, conforme mostrada na Figura 94.

Figura 94 – Tensão de saída com ondulação e corrente fotovoltaica de entrada sem perturbação refletida.



$$v_o = 100\text{V/div} - i_i = 500\text{mA/div} - 10\text{ms/div.}$$

Fonte: Autoria própria.

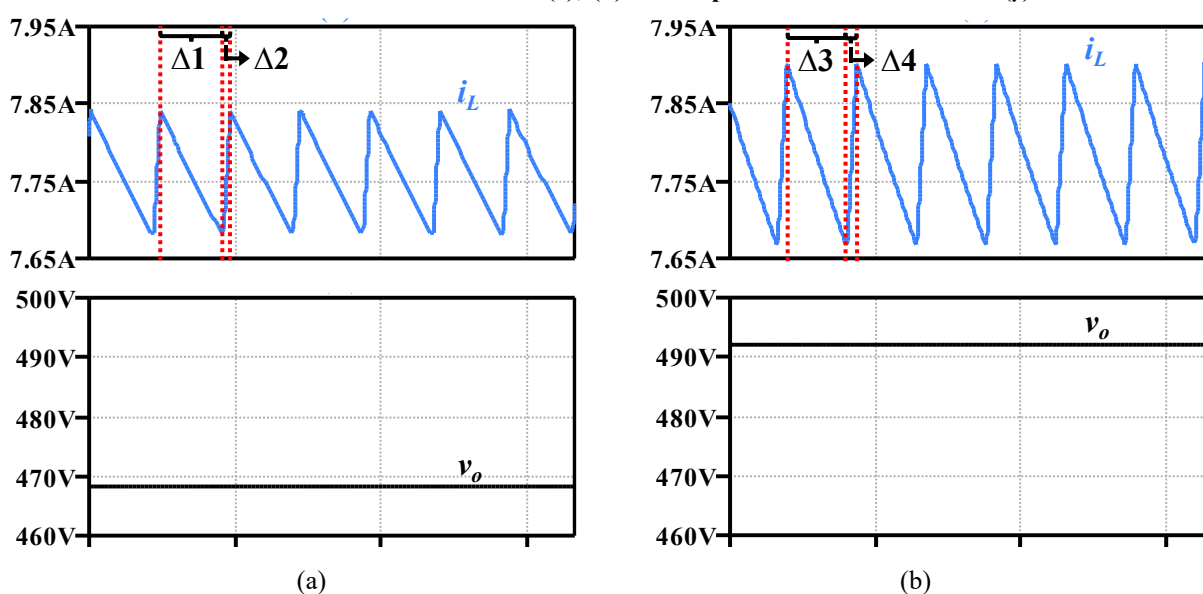
Relembrando que o conversor está operando em malha aberta, ou seja, esta é uma característica inerente, que está relacionada a célula de comutação empregada. O teste foi realizado com níveis de tensão e corrente mais baixos porque não havia equipamento adequado

disponível para operar na potência nominal.

O motivo para a corrente de entrada não ser comprometida é porque a oscilação da tensão de saída afeta o valor de δ , variando a taxa de carga e descarga do indutor de entrada e do indutor de magnetização, a cada período de chaveamento, porém, a corrente pico a pico praticamente não altera seu valor.

Os intervalos de tempo marcados por λ e γ na Figura 94 são expandidos por simulação conforme Figura 95(a) e Figura 95(b), respectivamente, representando o momento em que a tensão de saída exibe o pico inferior e o pico superior.

Figura 95 – Comportamento da corrente de entrada para operação com ondulação na tensão de saída. (a) Pico inferior da tensão de saída(λ); (b) Pico superior da tensão de saída (γ).



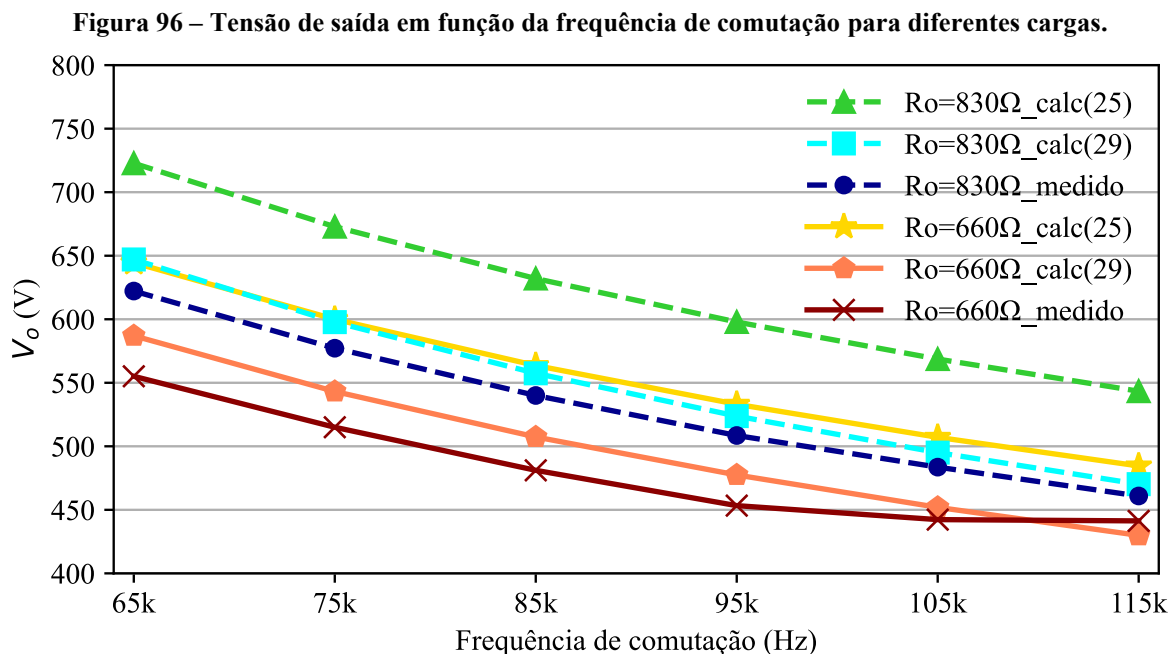
Fonte: Autoria própria.

Analisando a Figura 95(a) e a Figura 95(b) simuladas, são destacados os intervalos de tempo em que o indutor de entrada descarrega e carrega a energia. Para o primeiro caso, o tempo de descarregamento, $\Delta 1 = 6,45 \mu\text{s}$, enquanto o tempo para carregar é de $\Delta 2 = 0,75 \mu\text{s}$. A variação pico a pico de corrente registrada é de 0,16 A.

Para o segundo caso, o tempo necessário para descarregar $\Delta 3 = 6,14 \mu\text{s}$, ao passo que o tempo para carregar é $\Delta 4 = 1,06 \mu\text{s}$. Nessa situação, o conversor exibe variação pico a pico de corrente de 0,23 A. Quando operando de maneira regular e sem ondulação de tensão na saída, a variação pico a pico da corrente de entrada é de 0,2 A.

Na Figura 96, são exibidos os valores da tensão de saída do conversor em função da frequência de comutação manualmente sintonizada, utilizando cargas de 660 Ω e 830 Ω , com tensão de entrada de 60 V. O teste é realizado para avaliar a equação ideal da tensão de saída,

determinada por (25) e o cálculo corrigido proposto em (29), em comparação com as medições obtidas experimentalmente.



Fonte: Autoria própria.

Comparados com os valores medidos, os resultados obtidos pelo cálculo idealizado em (25) apontam um elevado desvio, com média de 14% de erro em ambos os testes. Em contrapartida, os resultados alcançados pelo equacionamento corrigido em (29) são mais precisos, com média de 3% de erro.

4.6 COMPARAÇÕES

Para comparar o conversor proposto e outras topologias, na Tabela 6 são apresentadas diversas características essenciais, incluindo o número total de componentes, como interruptores, diodos, capacitores e indutores. A quantidade de núcleos de transformadores ou indutores acoplados e a contagem de enrolamentos também são anotados.

Outras características retratadas são o ganho de tensão (ganho estático), o estresse de tensão nos interruptores, a frequência de comutação, os valores nominais de tensão de entrada e saída e de potência, o rendimento quando operando com potência nominal e a condição de compartilhamento de conexão à terra.

Especificamente na Tabela 6, concentra-se na comparação de topologias com alto ganho de tensão utilizando indutores acoplados e também mais exclusivamente em conversor

boost-flyback.

A topologia proposta possui o menor número de componentes. Comparado com a maioria das referências, o conversor proposto tem a vantagem de possuir menos interruptores. Também requer apenas um núcleo para os indutores acoplados, que ficam emparelhados, reduzindo volume e peso. A maioria das referências apresenta um estresse de tensão nos interruptores que é cerca do dobro da tensão de entrada.

Alguns conversores apresentam maior rendimento, embora a maioria dos protótipos tenha sido construída para operar com potências mais baixas. Essencialmente, a maioria dos exemplos listados apresenta rendimento acima de 94%. Por fim, é mostrada uma classificação das condições de conexão comum entre fonte de entrada e a carga, um requisito típico para sistemas fotovoltaicos que minimiza a degradação dos módulos fotovoltaicos. A maioria compartilha o mesmo ponto de conexão, no entanto alguns não.

Para os mesmos parâmetros elétricos, o conversor *flyback* convencional manifestaria um estresse de tensão sobre os interruptores de 244 V, mais elevado do que os 175 V do conversor *boost-flyback* convencional. Caso fosse utilizado um conversor *boost* convencional, seria necessário um ciclo de trabalho elevado para obter tal ganho de tensão, aumentando as perdas. Além disso, o conversor *flyback* convencional exigiria uma alta relação de transformação, agravando os problemas com a indutância de dispersão, acarretando mais perdas.

Tabela 6 – Comparação entre diferentes topologias e conversores.

Referência	Quantidade de componentes	Transformador/ Indutor Acoplado	Ganho Estático	Estresse de tensão nos interruptores	FC* (kHz)	$V_i / V_o / P_o$	Rendimento no ponto de máxima potência	Conexão comum entre fonte e carga
	$S^*/D^*/C^*/L^*$	Núcleos/Enrolamentos	V_o/V_i					
Gonçalves e Agostine 2020	4S/2D/3C/2L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	$\frac{1 + 2nD}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 125 \text{ V}$	100	48 V / 400 V / 500 W	96,4 %	✓
Andrade et al 2019	1S/8D/8C/1L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{4 + n(2 - D) - D}{1 - D}$	$\frac{1}{1 - D} = 60 \text{ V}$	40	30 V / 400 V / 200 W	94 %	✓
Hasanpour 2022	1S/5D/5C/1L	1 Núcleo / 3 Enrolamentos	$\frac{3 + 4n}{1 - 2D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 50 \text{ V}$	60	25 V / 400 V / 400 W	93,5 %	✓
Nouri et al 2021	2S/4D/4C/2L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{2n + 4}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 100 \text{ V}$	40	40 V / 580 V / 930 W	96,8 %	✓
Hu et al 2020	2S/6D/6C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	$\frac{2(n + 4)}{1 - D}$	$\frac{V_o}{4n + 2} = 66 \text{ V}$	100	28 V / 400 V / 400 W	95,2 %	X
Kothapalli et al 2020	4S/6D/7C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	$\frac{6(n + 1)}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 60 \text{ V}$	100	30 V / 800 V / 600 W	95,81 %	X
Zhang et al 2020	3S/2D/4C/1L	1 Núcleo / 3 Enrolamentos	$\frac{1 + nD}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 122 \text{ V}$	80	48 V / 300 V / 240 W	95 %	✓
Liu et al 2020	2S/5D/4C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	$\frac{3n + 1}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 105 \text{ V}$	50	40 V / 400 V / 400W	97 %	✓
Tseng et al 2017	2S/4D/3C/2L	1 Núcleo / 3 Enrolamentos	$\frac{2 + n}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 126 \text{ V}$	50	48V / 380V / 3.5 kW	94,65 %	✓

Tabela 6 – Comparação entre diferentes topologias e conversores. (continuação)

Referência	Quantidade de componentes	Transformador/ Indutor Acoplado	Ganho Estático	Estresse de tensão nos interruptores	FC* (kHz)	$V_i / V_o / P_o$	Rendimento no ponto de máxima potência	Conexão comum entre fonte e carga
	S*/D*/C*/L*	Núcleos/Enrolamentos	V_o/V_i					
Cardoso et al 2020	2S/6D/4C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	$\frac{2 + 2nD}{1 - D} - 1$	$\frac{V_i(D + 2nD + 1)}{(1 - D)(nD + 1)} = 150 \text{ V}$	50	48 V / 800 V / 1000 W	93,84 %	✓
Choudhury et al 2019	1S/5D/3C/2L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{1 + nD}{(1 - D)^2}$	$\frac{V_i}{(1 - D)^2} = 48 \text{ V}$	10	12 V / 72 V / 40 W	≈86 %	✓
Kumar e Sensarma 2018	1S/3D/4C/1L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{1 + n}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 100 \text{ V}$	100	48 V / 400 V / 300 W	≈95 %	✓
Shitole et al 2018	2S/3D/5C/0L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{1 + 2n - nD}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 90 \text{ V}$	60	40 V / 380 V / 250 W	95,45 %	✓
Liu et al 2018	2S/1D/3C/1L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{1 + nD}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 70 \text{ V}$	1000	28 V / 200 V / 100 W	95,3 %	✓
Conversor <i>flyback</i> convencional	1S/1D/1C/0L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{nD}{1 - D}$	$V_i + V_o \frac{N_1}{N_2} = 244 \text{ V}$	-	-	-	X
Conversor <i>boost-flyback</i> convencional	1S/2D/2C/0L	1 Núcleo / 2 Enrolamentos	$\frac{1 + nD}{1 - D}$	$\frac{V_i}{1 - D} = 175 \text{ V}$	-	-	-	✓
Conversor proposto	2S/4D/3C/1L	1 Núcleo / 4 Enrolamentos	$\frac{2(n + 1)}{1 - D}$	$\frac{2V_i}{1 - D} = 133 \text{ V}$	66	60 V / 480 V / 450 W	95,6 %	✓

* S=Interruptor; D=Diodo; C=Capacitor; L=Indutor; FC=Freqüência de comutação

Fonte: Autoria própria.

4.7 CONCLUSÃO

Os parâmetros de projeto definem como os componentes do conversor são estabelecidos. Os semicondutores e os capacitores necessitam ter seus limites de tensão e corrente de operação verificados, a fim de evitar que se danifiquem. Os elementos magnéticos requerem técnicas de construção para enfatizar as características positivas e atenuar as particularidades que prejudicam o correto funcionamento. O projeto é definido com a introdução dos parâmetros elétricos, como os níveis de potência e tensão a serem trabalhados, a listagem e descrição dos componentes utilizados bem como suas principais características.

Com base no equacionamento desenvolvido no capítulo anterior, as perdas de potência em todos os componentes do conversor foram avaliadas e distribuídas, permitindo estimar o rendimento para toda a faixa de operação.

A simulação numérica é uma importante ferramenta para a verificação do funcionamento do circuito, comprovação das formas de onda e validação do equacionamento. Foram ilustradas a tensão e a corrente em todos os componentes e exibido um comparativo entre os níveis de corrente simulado e calculado, comprovando a conformidade entre teoria e simulação.

O conversor proposto foi testado com o objetivo de determinar se o mesmo atendia aos requisitos propostos, como alto ganho estático e operação estável. As formas de onda apresentadas atestam a correta análise e equacionamento do conversor proposto, demonstram que se está operando da maneira projetada, assegurando a solidez do projeto.

O rendimento do conversor é testado com três modelos de interruptores buscando definir a melhor opção, sendo que cada exemplar fornece um tipo de resposta distinto. Levando em consideração a aplicação fotovoltaica, calcula-se o rendimento ponderado do conversor a partir dos modelos europeu e norte americano, embasando o componente adotado.

Outros testes foram executados, comparando o cálculo da tensão de saída ideal e corrigida com os valores medidos. A correção se mostrou eficaz, reduzindo de maneira acentuada a diferença para os valores medidos. A ondulação da corrente de entrada a partir de variações na tensão de saída demonstram que o conversor não é afetado por essas oscilações tipicamente observadas em conversores conectados a um inversor no segundo estágio.

Finalmente, buscando comparar o conversor proposto à outras topologias competitivas de alto ganho que utilizam indutores acoplados ou transformadores, é apresentado um estudo detalhando as principais características, estabelecendo o projeto proposto como uma opção capaz de atender diversas aplicações.

5 CONVERSOR *FLYBACK INTERLEAVED*

Novamente, baseando-se na célula de comutação com modulação por frequência de pulso – SC-PFM, introduzida na Figura 44, nesse capítulo compor-se-á outro conversor CC-CC, o conversor *flyback interleaved* com modulação por frequência de pulso (*interleaved flyback converter with pulse frequency modulation* – IFC-PFM). O desenvolvimento dessa topologia constituirá na demonstração do princípio de operação, nas análises das não-idealidades e nos estresses de tensão e corrente nos componentes.

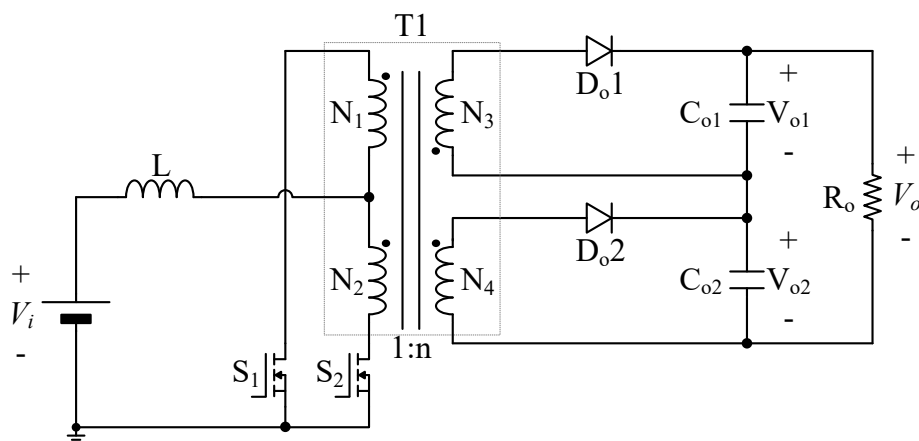
Serão apresentados os resultados teóricos, os cálculos das perdas estimadas nos componentes, a determinação e a distribuição das perdas totais, a estimativa de rendimento, o circuito simulado em conjunto com as principais formas de ondas em todos os componentes, os resultados experimentais a partir do protótipo desenvolvido e, por fim, a comparação com outras topologias isoladas similares.

5.1 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

Nesse capítulo, se estabelece um conversor *flyback interleaved* utilizando a variação topológica apresentada na Figura 44(a), com um indutor de entrada e a utilização de indutores acoplados.

A topologia proposta, juntamente com todos os componentes utilizados, está ilustrada na Figura 97. Importante destacar a semelhança com o conversor anteriormente desenvolvido, introduzido na Figura 45.

Figura 97 – Conversor *flyback interleaved* desenvolvido a partir da célula de comutação.



Fonte: Autoria própria.

Muitas das características do conversor proposto são herdadas da célula de comutação utilizada como base, portanto, as semelhanças entre os dois projetos não são apenas construtivas, mas também operacionais.

O conversor proposto é baseado em um *flyback*, com a particularidade de entrada em corrente em conjunto com seu auto equilíbrio nas porções intercaladas, desde que os interruptores operem com razão cíclica e frequência de comutação equivalentes, eliminando a necessidade de qualquer malha de controle de corrente ou tensão.

O conversor manifesta uma característica natural de seguidor de tensão, ou seja, entrada resistiva, em que a corrente de entrada é proporcional a tensão de entrada. Por não depender matematicamente da tensão de saída, a corrente de entrada não sofre variações quando há alguma flutuação na tensão de saída, isto é, não reflete as perturbações.

Comparado com o conversor *flyback* convencional, a corrente de entrada é contínua e apresenta oscilação com o dobro da frequência de comutação além de sua amplitude diminuir à medida que a potência se reduz. O estresse de tensão sobre os interruptores é menor. No entanto, ambos necessitam de circuito de *snubber* para aliviar a sobretensão.

O secundário suporta conexão em série ou paralelo, dependendo dos níveis de corrente requisitados. Necessita uma baixa relação de espiras para atingir altos valores de ganho estático, com poucos componentes.

Análogo ao conversor *boost-flyback interleaved*, o indutor de entrada opera com característica de CCM, visto que a corrente que circula pelo componente nunca atinge um valor nulo. Sempre há um estágio de transferência de energia e o projeto de um sistema de controle é bastante simples.

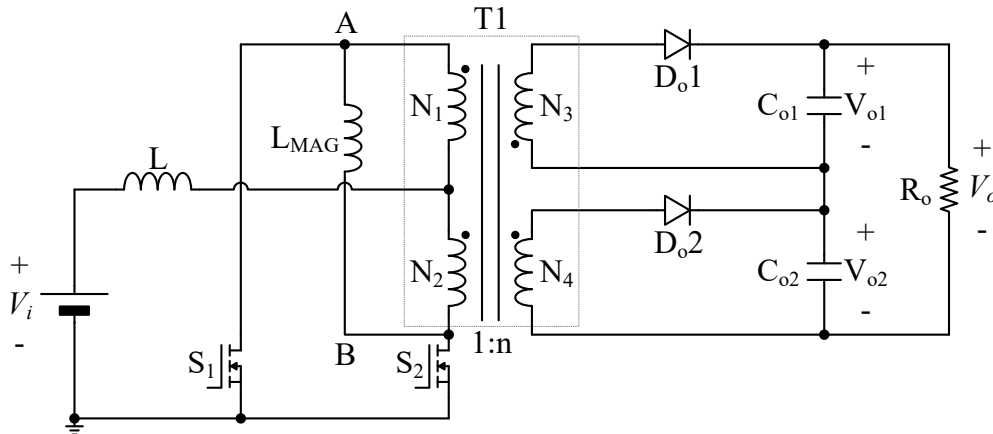
O conversor também demonstra características de DCM, principalmente devido à alteração da tensão de saída quando há variações da carga, a dependência da tensão de saída de vários parâmetros do conversor e ao bloqueio do diodo antes do término do período.

Nota-se a semelhança entre as características das topologias desenvolvidas, visto que são baseadas na mesma célula de comutação. As análises do princípio de operação comprovarão mais similaridades.

5.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O conversor *flyback interleaved* é reintroduzido na Figura 98, destacando alguns elementos e pontos dentro do circuito. No diagrama eletrônico da topologia IFC-PFM, V_i corresponde à fonte CC de entrada e L representa o indutor de entrada.

Figura 98 – Aspectos do conversor *flyback interleaved* proposto.



Fonte: Autoria própria.

$T1$ representa quatro indutores acoplados montados em um único núcleo composto por dois enrolamentos primários N_1 e N_2 , além de dois secundários, N_3 e N_4 . O grupo de enrolamentos é construído para serem iguais entre si, ou seja, $N_1 = N_2$ e $N_3 = N_4$.

L_{MAG} refere-se a indutância de magnetização vista pelos dois enrolamentos primários em série, ou seja, entre os pontos “A” e “B”, conforme demonstrado na Figura 47(b), podendo ser definido como $L_{MAG} = 4 \cdot L_M$.

A indutância de magnetização vista por cada um dos enrolamentos primários separadamente é simbolizada como L_M , sendo equivalente à indutância da própria bobina. Isto significa que $L_M = L_{N1} = L_{N2}$, conforme anteriormente ilustrado na Figura 47(a). A idealização dos indutores magnéticos é equivalente para as duas topologias.

É importante ressaltar que neste conversor a indutância de magnetização é responsável pela comutação suave e pela propriedade de seguidor de tensão. A relação de transformação é denotada por $1:n$, definida como $n = N_3/N_1 = N_4/N_2$. As características do componente magnético se equivalem em ambas as topologias.

As tensões de saída em cada estágio são nomeadas V_{o1} e V_{o2} , as quais são construídas com um capacitor individual para suavizar a ondulação de tensão, C_{o1} e C_{o2} , e que finalmente estão conectadas em série, gerando a tensão de saída, V_o , alimentando a carga, R_o . Caso seja necessário acrescentar outro estágio de potência, um novo par de enrolamentos intercalados no secundário pode ser adicionado ao $T1$.

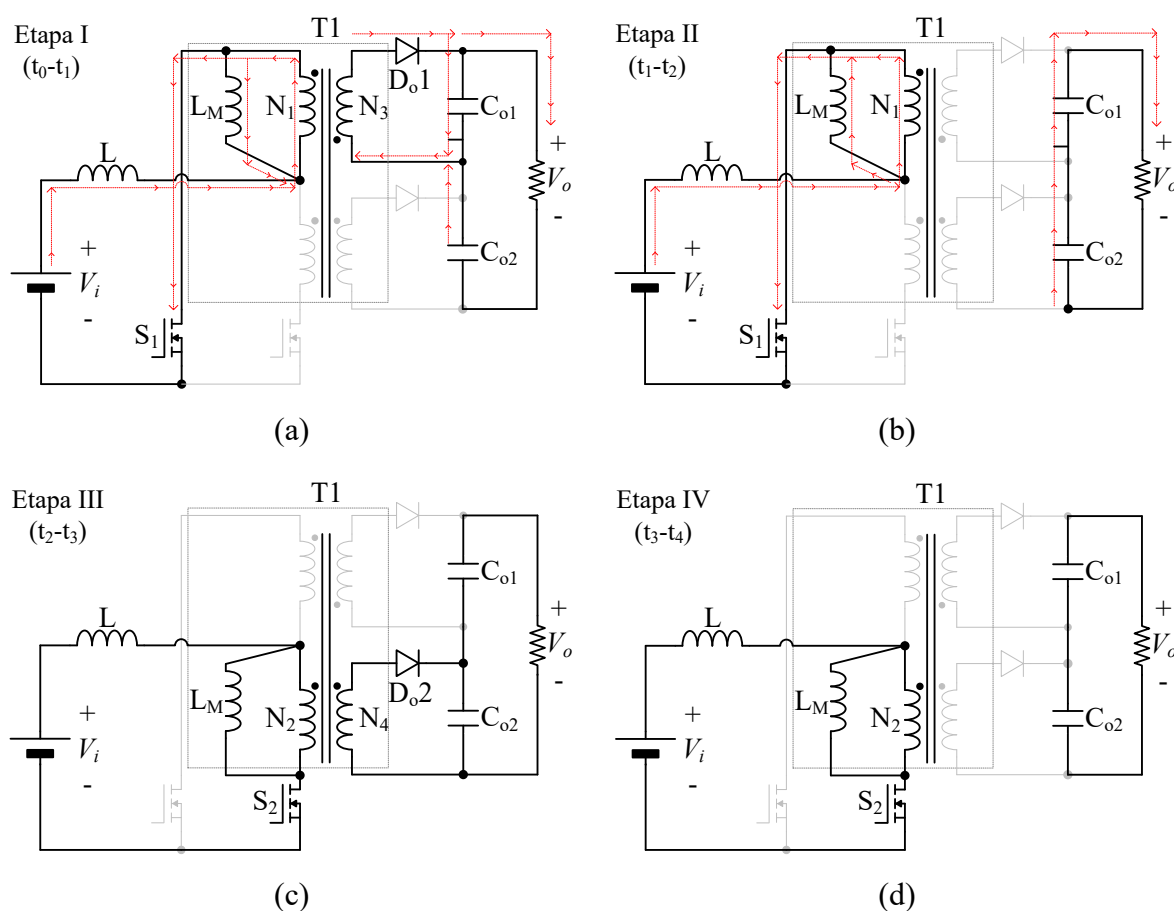
Os interruptores S_1 e S_2 operam com razão cíclica fixa, $D = 0,5$, defasados entre si em 180° . Finalmente, D_{o1} e D_{o2} representam os diodos de saída para a carga, conectados em cada estágio do secundário.

Para descrever o funcionamento do conversor, algumas considerações devem ser

tomadas:

- Os semicondutores são considerados ideais;
- Os valores das tensões de entrada e de saída, V_i e V_o respectivamente, são considerados constantes dentro de um período de comutação;
- Os valores das tensões na saída parciais, V_{o1} , e V_{o2} , são considerados constantes dentro de um período de comutação;
- Os enrolamentos do primário são idênticos;
- Os enrolamentos do secundário são idênticos, portanto, $V_{o1}=V_{o2}$;
- Os componentes magnéticos são considerados ideais;
- A ondulação de corrente sobre o indutor de entrada, Δi_L , é desprezada dentro de um período de comutação;
- O circuito de grampeamento ou *snubber* é desconsiderado.

Figura 99 – Estados topológicos do conversor *flyback interleaved*.



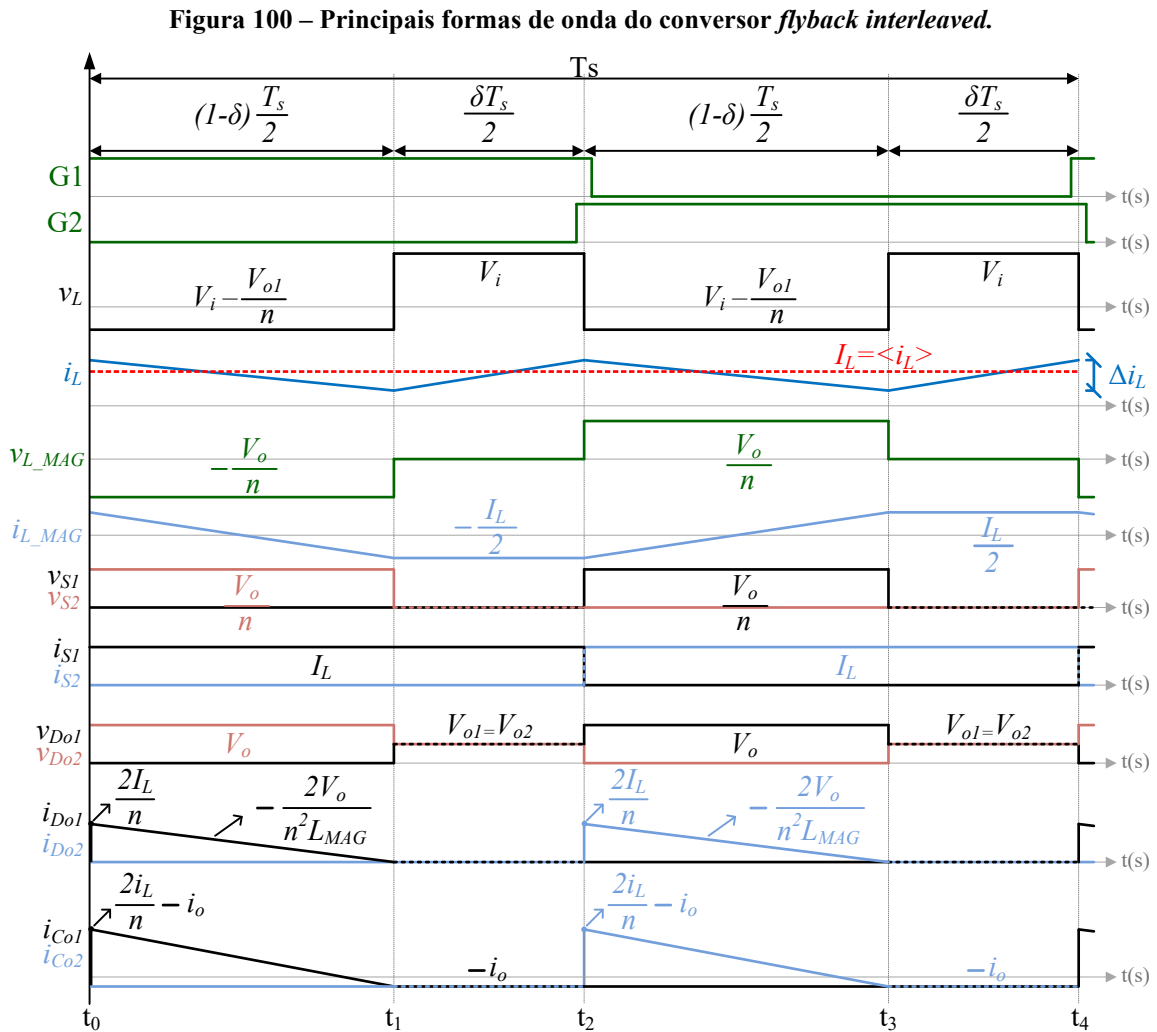
Fonte: Autoria própria.

O conversor apresenta quatro estados topológicos, conforme ilustrado na Figura 99. A

operação é simétrica, sendo os intervalos 1 e 2 semelhantes ao 3 e 4, apenas alterando o diodo, o interruptor e o secundário dos indutores acoplados que estão em condução, além de inverter o sentido da corrente e da tensão na indutância de magnetização, L_{MAG} .

A indutância de magnetização foi representada como uma equivalente vista pelos dois enrolamentos do primário dos indutores acoplados na Figura 98, no entanto, para simplicidade e maior clareza no desenho dos estados topológicos, será simbolizada como a equivalente de cada enrolamento individualmente, L_M , baseado no conceito discutido na Figura 47.

Na representação dos estados topológicos, os componentes conduzindo corrente elétrica destacam-se pela coloração escura, enquanto os bloqueados são retratados em coloração cinza clara. Nas duas primeiras etapas de operação enfatizam-se os caminhos que a corrente elétrica percorre.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 100, são apresentadas as principais formas de onda nos componentes do

conversor, as quais darão suporte para o desenvolvimento do equacionamento. Buscando garantir que durante as transições de comutação ao menos um dos interruptores estará em condução, os sinais de gatilho ($G1$ e $G2$) são programados com sobreposição. δ representa novamente a razão cíclica efetiva do conversor. Considerando idealmente que o indutor de entrada se comporta como uma fonte de corrente constante, a corrente nos interruptores é constante.

Em conjunto com as principais formas de onda, também são destacados os respectivos níveis de tensão, o equacionamento das variações de corrente bem como os valores de pico e a duração de cada intervalo de tempo.

- Etapa 1 (t_0 - t_1), Figura 99(a): nesta etapa, o interruptor S_1 e diodo D_{o1} entram em estado de condução. O interruptor S_2 cessa a condução e o diodo D_{o2} se mantém bloqueado. O indutor de magnetização começa a descarregar. Durante este intervalo, a corrente pelo interruptor S_1 e pelo diodo D_{o1} aumenta desde zero até os respectivos valores máximos, instantaneamente. A tensão no interruptor S_2 e no indutor L_{MAG} é equivalente a tensão de saída dividido pela relação de transformação. A tensão no indutor de entrada é igual a $V_i - V_{o1}/n$. A tensão no diodo bloqueado é equivalente a tensão na carga. Ao final da primeira etapa, o interruptor S_1 está operando com seu valor máximo de corrente, enquanto o diodo D_{o1} finaliza a condução e bloqueia com ZVS.
- Etapa 2 (t_1 - t_2), Figura 99(b): nesta etapa, o interruptor S_1 se mantém em condução com seu nível máximo de corrente, equivalente à corrente de entrada. S_2 continua bloqueado. O diodo D_{o2} se mantém bloqueado assim como D_{o1} , o qual interrompeu sua condução, ou seja, nenhum diodo está conduzindo e os dois capacitores nesse momento estão conectados em série e alimentam a carga. Durante este período, a tensão no interruptor S_2 é igual a tensão no indutor L_{MAG} , com valor nulo, assumindo que $L \gg L_{MAG}$. O indutor de entrada passa a armazenar energia, e sua tensão é igual a tensão de entrada, V_i . O conversor entra em estado de roda livre. Após o fim da segunda etapa, o conversor apresenta simetria na operação, sendo as próximas duas etapas iguais ao que foi apresentado anteriormente, porém, com os componentes alternados.
- Etapa 3 (t_2 - t_3), Figura 99(c): nessa etapa, o interruptor S_1 interrompe a condução e os diodos D_{o1} permanece bloqueado. O interruptor S_2 entra em condução junto com os diodos D_{o2} . A tensão no interruptor S_1 e no indutor L_{MAG} é equivalente à tensão de saída dividida pela relação de transformação. O indutor de entrada volta a descarregar e a tensão é igual a $V_i - V_{o3}/2$. Ao final da terceira etapa, o interruptor S_2 está operando com seu valor máximo de corrente, enquanto o diodo D_{o2} finaliza a condução e bloqueia

com ZVS.

- Etapa 4 (t_3 - t_4), Figura 99(d): o interruptor S_2 se mantém em condução com nível de corrente equivalente a corrente de entrada, enquanto S_1 continua bloqueado. Os 2 diodos estão em estado bloqueado. O conversor entra novamente em estado de roda livre, sendo a carga alimentada apenas pelos capacitores, que agora estão conectados em série. Durante a quarta etapa, a tensão no interruptor S_1 é igual a tensão no indutor L_{MAG} , com valor nulo, assumindo que $L \gg L_{MAG}$. O indutor de entrada passa a armazenar energia novamente, e sua tensão é igual a tensão de entrada, V_i . Após o término da Etapa 4, o conversor retorna a Etapa 1 e o ciclo de operação é reiniciado.

Analisando o secundário do conversor, determina-se que a tensão de saída total é a soma das tensões das saídas individuais, conforme definido na equação (106). Assumindo a igualdade entre os enrolamentos, pode-se simplificar o cálculo.

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = 2V_{o1} = 2V_{o2} \quad (106)$$

Com base na Figura 100, na qual estão representadas as principais formas de onda dos componentes, é possível extrair a relação da tensão no indutor de magnetização, L_{MAG} , (pontos A e B), e no indutor de entrada, v_L , conforme (107) e (108), respectivamente.

$$v_{L_{MAG}} = v_{AB} = \begin{cases} -\frac{V_o}{n}, & t_0 < t < t_1 \\ 0, & t_1 < t < \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_o}{n}, & \frac{T_s}{2} < t < t_3 \\ 0, & t_3 < t < T_s \end{cases} \quad (107)$$

$$v_L = \begin{cases} V_i - \frac{V_{o1}}{n}, & t_0 < t < t_1 \\ V_i, & t_1 < t < \frac{T_s}{2} \\ V_i - \frac{V_{o1}}{n}, & \frac{T_s}{2} < t < t_3 \\ V_i, & t_3 < t < T_s \end{cases} \quad (108)$$

Analisando a tensão sobre o indutor L , v_L , e considerando que seu valor médio durante

um período de comutação é nulo, em regime permanente, obtém-se (109), a qual pode ser simplificada conforme (110).

$$\left(V_i - \frac{V_{o1}}{n}\right)(1 - \delta) + V_i\delta = 0 \quad (109)$$

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{nV_i}{1 - \delta} \quad (110)$$

Isolando δ em (110), obtém-se (111), que representa a relação para a razão cíclica efetiva.

$$\delta = 1 - \frac{nV_i}{V_{o1}} \quad (111)$$

Novamente, com base em Figura 100, são anotadas as expressões da corrente no indutor de magnetização, L_{MAG} , nos instantes t_0 e t_1 , resultando em (112).

$$I_{L_{MAG}} = \begin{cases} +\frac{I_i}{2}, t_0 \\ -\frac{I_i}{2}, t_1 \end{cases} \quad (112)$$

É possível correlacionar a tensão no indutor de magnetização com relação a sua variação de corrente entre os instantes t_0 e t_1 conforme definido em (113). Isolando δ , obtém-se (114).

$$I_{L_{MAG}}(t_1) = I_{L_{MAG}}(t_0) - \frac{1}{L_{MAG}} \int_{t_0}^{t_1} \frac{V_o}{n} dt \quad (113)$$

$$\delta = 1 - \frac{2nL_{MAG}I_i}{V_oT_s} \quad (114)$$

Igualando a expressão da razão cíclica específica determinada em (111) com a obtida em (114), encontra-se (115). Resolvendo a equação em função de I_i , obtém-se o valor médio da corrente de entrada, ou no indutor de entrada, conforme (116). Finalmente, a potência de

entrada é obtida em (117).

$$1 - \frac{2V_i}{V_{o3}} = 1 - \frac{2L_{MAG}I_i}{T_s V_{o3}} \quad (115)$$

$$I_L = I_i = \frac{V_i T_s}{L_{MAG}} = \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} \quad (116)$$

$$P_i = V_i I_i = \frac{V_i^2}{L_{MAG} f_s} \quad (117)$$

Semelhantemente ao determinado para o conversor anteriormente desenvolvido, a corrente de entrada é dependente apenas da tensão de entrada, da frequência ou período de comutação e da indutância de magnetização dos indutores acoplados, justificando a afirmação de que o conversor se comporta como um seguidor de tensão.

A resistência de entrada equivalente do conversor está representada em (118). Ambos os conversores operam segundo as mesmas diretrizes.

$$R_e = L_{MAG} f_s \quad (118)$$

Igualando as variáveis de (106) com (110), as quais foram reintroduzidas em (119), obtém-se o ganho estático do conversor, M , em (120). Novamente, o ganho é dependente da relação de transformação dos indutores acoplados e da razão cíclica efetiva.

$$\frac{V_o}{2} = \frac{nV_i}{1 - \delta} \quad (119)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2n}{1 - \delta} \quad (120)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor é apresentado em (121), considerando uma carga puramente resistiva.

$$I_o = \frac{2nV_i}{R_o(1 - \delta)} \quad (121)$$

O valor médio da tensão de saída do conversor pode ser determinado conforme (122),

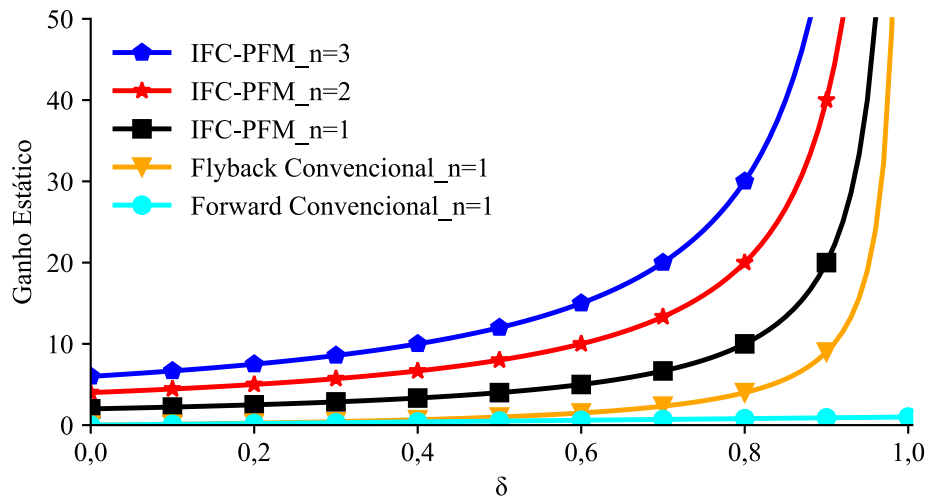
manipulando as variáveis anteriormente calculadas.

$$V_o = V_i \sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} f_s}} \quad (122)$$

Comparado com o conversor anteriormente equacionado, as relações de tensão e corrente nos componentes são similares, chegando à igualdade em alguns aspectos. A equivalência é utilizada para agilizar no desenvolvimento do novo conversor.

Para fins comparativos, na Figura 101 são apresentados os ganhos estáticos dos conversores *flyback* convencional, *forward* convencional, e do conversor *flyback interleaved* proposto, conforme obtido em (120), levando em consideração diferentes relações de transformações (IFC-PFM_n).

Figura 101 – Ganho estático dos diferentes conversores em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

O conversor *forward* convencional com relação de transformação unitária apresenta os menores valores de ganho estático, seguido pelo conversor *flyback* convencional. Os maiores resultados são obtidos com o conversor *flyback interleaved* (IFC-PFM), sendo diretamente proporcional à relação de transformação.

5.2.1 Não idealidades

Novamente são analisadas a não-idealidades dos componentes, responsáveis por alterar o funcionamento real em relação ao comportamento idealizado. Nos momentos em que ocorrem a segunda e a quarta etapa de operação, durante a operação em estado de roda livre, a

energia armazenada nos capacitores intrínsecos é entregue aos indutores de magnetização, L_{MAG} , e de dispersão, L_{LK} , gerando uma corrente de roda livre, I_{rl} , a qual pode ser determinada em (123).

$$I_{rl} = \frac{V_o}{2} \sqrt{\frac{C_s + 2C_D}{n \left(\frac{L_{MAG}}{4} + L_{LK} \right)}} \quad (123)$$

Em que C_D representa a capacitância intrínseca dos diodos e C_s é a capacitância intrínseca dos interruptores.

5.2.2 Correção da corrente de entrada

A corrente de roda livre insere uma nova variável no cálculo da corrente de entrada, logo sua influência deve ser levada em consideração. A partir da determinação de seu valor, a equação aprimorada para determinação da corrente e da potência de entrada do conversor são obtidas em (124) e (125), respectivamente.

$$I_i = I_L = \frac{V_i T_s}{L_{MAG}} - I_{rl} = \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} - I_{rl} \quad (124)$$

$$P_i = V_i I_i = V_i \left(\frac{V_i}{L_{MAG} f_s} - I_{rl} \right) \quad (125)$$

Importante ressaltar que essa equação é uma aproximação, visto que os valores das capacitâncias intrínsecas e das indutâncias são dinâmicos, estando sujeitos a variações devido à temperatura, ao estresse durante a operação entre outras imprecisões que possam ocorrer durante o funcionamento.

Finalmente, a correção do valor médio da tensão de saída do conversor, levando em consideração as não idealidades, é determinado conforme (126).

$$V_o = \frac{V_i \left(\sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} \cdot f_s}} - R_o \sqrt{\frac{2C_s + 2C_D}{4L_{LK} + L_{MAG}}} \right) (4L_{LK} + L_{MAG})}{4L_{LK} + L_{MAG} \cdot (1 - 2 \cdot R_o \cdot f_s \cdot C_D - R_o \cdot f_s \cdot C_D)} \quad (126)$$

Considerando que $R_o \cdot C_s \ll T_s$ e que $R_o \cdot C_D \ll T_s$, a equação (126) pode ser

simplificada conforme em (127).

$$V_o \approx V_i \left(\sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} \cdot f_s}} - R_o \sqrt{\frac{2C_s + 2C_D}{4L_{LK} + L_{MAG}}} \right) \quad (127)$$

5.3 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES

A determinação dos esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor é importante para auxiliar nas definições de suas características e escolha dos componentes. Além de ser um guia na busca pelo máximo rendimento de conversão, melhorar a eficiência e encontrar o melhor ponto de operação.

Nesse tópico serão apresentados os equacionamentos dos esforços de corrente e das perdas, no entanto, não serão exibidos os gráficos normalizados, tendo em vista a semelhança com os resultados obtidos para o conversor *boost-flyback interleaved* anteriormente apresentados. Em alguns casos serão obtidos os mesmos resultados.

Os cálculos dos valores médio e eficaz nos componentes levam em consideração as formas de onda apresentadas na Figura 100.

5.3.1 Ondulação de corrente no indutor de entrada

A corrente no indutor de entrada, i_L , exibe ondulação, ΔI_L , com o dobro da frequência de comutação com comportamento equivalente ao observado para o conversor *boost-flyback interleaved*. Levando em consideração a correspondência, o equacionamento da ondulação, obtém-se a mesma relação de (33).

5.3.2 Esforços e perdas no indutor de entrada

Os cálculos dos esforços e perdas no indutor de entrada também são equivalentes ao que foi anteriormente definido, tanto para a condução em (35), quanto para o núcleo em (41).

5.3.3 Esforços e perdas nos indutores acoplados

Os indutores acoplados são compostos por dois enrolamentos no primário e dois

enrolamentos no secundário. Ambos serão analisados individualmente. As perdas no núcleo dos indutores acoplados são análogas ao que foi determinado em (52).

5.3.3.1 Enrolamento do primário

As correntes nos enrolamentos N_1 e N_2 , i_{N1} e i_{N2} , dentro de um período de comutação são iguais e alternadas, dependendo de qual interruptor está conduzindo. Consequentemente, o valor eficaz também é equivalente, sendo calculado em (128). Será utilizado o enrolamento N_1 para os cálculos.

$$I_{N1_{ef}} = \frac{I_i \sqrt{2}}{2} \quad (128)$$

Para simplificação dos cálculos, é adotada a equação idealizada da corrente de entrada, definida em (116). Dessa forma, o cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do primário dos indutores acoplado pode ser realizado conforme (129) e a potência dissipada em (130).

$$I_{N1_{ef}} \approx \frac{V_i \sqrt{2}}{2L_{MAG}f_s} \quad (129)$$

$$P_{N1_{cond}} = R_{N1} \cdot I_{N1_{ef}}^2 \approx R_{N1} \cdot \frac{V_i^2}{2L_{MAG}^2 f_s^2} \quad (130)$$

A corrente nos enrolamentos do primário dos indutores acoplados se comporta idealmente como uma onda quadrada com período equivalente ao período de chaveamento e valor de pico equivalente a corrente de entrada.

5.3.3.2 Enrolamento do secundário

As correntes nos enrolamentos N_3 e N_4 , i_{N3} e i_{N4} , dentro de um período de comutação são iguais e alternadas, dependendo de qual interruptor está conduzindo. Logo, o valor eficaz também é equivalente, sendo calculado em (131). Será utilizado o enrolamento N_3 para os cálculos.

$$I_{N3_{ef}} = \frac{2I_i}{n} \sqrt{\frac{1-\delta}{6}} \quad (131)$$

Para simplificação dos cálculos, é adotada a equação idealizada da corrente de entrada, definida em (116). Dessa forma, o cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do secundário dos indutores acoplado pode ser realizado conforme (132), e a potência dissipada conforme (133).

$$I_{N3_{ef}} \approx \frac{2V_i}{L_{MAG}f_s n} \sqrt{\frac{1-\delta}{6}} \quad (132)$$

$$P_{N3_{cond}} = R_{N3} \cdot I_{N3_{ef}}^2 \approx R_{N3} \cdot \frac{2V_i^2(1-\delta)}{3L_{MAG}^2 f_s^2 n^2} \quad (133)$$

5.3.4 Esforços e perdas nos interruptores

O valor eficaz da corrente nos interruptores é equivalente ao dos enrolamentos do primário dos indutores acoplados determinado em (128). Analisando a topologia, quando o interruptor está conduzindo, ambos estão conectados em série, pois não há outro caminho para a corrente. Para os momentos em que está desligado, ambos não apresentam fluxo de corrente elétrica.

As perdas por comutação e capacitância são análogas ao determinado em (61) e (63), respectivamente.

5.3.5 Esforços e perdas nos diodos

A tensão reversa nos diodos é equivalente a V_o , e a corrente de pico é reapresentada em (134).

$$I_{Df_{pico}} = \frac{2I_i}{n} \quad (134)$$

Serão consideradas apenas as perdas por condução nos diodos. O valor médio da

corrente que circula é determinado em (135).

$$I_{D_{medio}} = I_i \frac{(1 - \delta)}{2n} \quad (135)$$

Assumindo um valor constante de queda de tensão no diodo, V_{FD} , e adotando a equação idealizada da corrente de entrada, definida em (116), a potência dissipada durante um período de comutação pode ser determinada por (136).

$$P_{Df_{cond}} = V_{FD} \cdot I_i \cdot \frac{(1 - \delta)}{2n} \approx V_{FD} \frac{V_i}{L_{MAG} f_s} \frac{(1 - \delta)}{2n} \quad (136)$$

5.3.6 Ondulação de tensão, esforços e perdas nos capacitores

O capacitor é utilizado para reduzir a ondulação de tensão em cada célula do *flyback*, além de colaborar com a redução da oscilação da tensão na carga. Com base na equação da tensão e corrente no capacitor, a variação de tensão é determinada em (137). Os capacitores são considerados iguais entre si.

$$\Delta V_{Co1} = \Delta V_{Co2} = \frac{I_o(\delta + 1)}{2f_s C_o} \quad (137)$$

O valor eficaz da corrente que circula por cada capacitor é calculado em (138).

$$I_{Co1} = I_{Co2} = I_o \sqrt{\frac{\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}}{1 - \delta}} = \frac{I_i(1 - \delta)}{2n} \sqrt{\frac{\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}}{1 - \delta}} \quad (138)$$

Assumindo um valor constante da resistência série equivalente, ESR , a potência dissipada durante um período de comutação pode ser determinada por (139).

$$P_{Co1} = P_{Co2} = ESR \cdot I_{Co1_{ef}}^2 \approx ESR \frac{V_i^2}{L_{MAG}^2 f_s^2 n^2} \frac{(1 - \delta) \left(\delta^2 + \delta + \frac{5}{3} \right)}{4} \quad (139)$$

As expressões para o cálculo da ondulação, do valor eficaz da corrente e perdas nos

capacitores são equivalentes ao determinado anteriormente para o conversor *boost-flyback interleaved*, desenvolvido em (78), (79) e (80).

5.3.7 Circuito grampeador ou *snubber*

Diversas soluções têm sido propostas para suprimir os picos de tensão, reduzir as perdas de recuperação reversa e controlar as altas variações de corrente e tensão nos instantes de chaveamento. Para isso, é necessário incluir circuitos auxiliares conhecidos como *snubbers*.

O modelo de circuito *snubber* mais simples e tradicional é a estrutura RCD (resistor, capacitor e diodo), na qual um capacitor armazena a energia e um resistor a dissipa. Como desvantagem, aumentam-se as perdas e reduzindo o rendimento do sistema.

O nível de redução da sobretensão é determinado pela resistência e impacta diretamente nos valores de pico, enquanto a taxa de carga e descarga depende do capacitor selecionado.

O correto dimensionamento da resistência e da capacitância do *snubber* podem ser realizados conforme (140) e (141), respectivamente.

$$R_{SN} = \frac{2V_{SN} \left(V_{SN} - \frac{V_o}{n} \right)}{L_{LK} f_s I_i^2} \quad (140)$$

$$C_{SN} = \frac{V_{SN}}{\Delta V_{SN} R_{SN} f_s} \quad (141)$$

Em que V_{SN} representa o pico máximo de tensão admitido nos interruptores. Geralmente, se estipula uma fração da tensão total a qual o componente é submetido.

As perdas elétricas ocasionadas pelo circuito *snubber* são determinadas em (142).

$$P_{SN} = \frac{L_{LK} f_s V_{SN} I_i^2}{2 \left(V_{SN} - \frac{V_o}{n} \right)} \quad (142)$$

5.4 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Os componentes do conversor *flyback interleaved* desenvolvido necessitam de análises

e considerações individuais para que possam ser selecionados ou fabricados, porque estão submetidos a diferentes níveis de estresse de tensão e corrente enquanto desempenham distintas funções dentro do circuito.

Comparando os componentes utilizados no conversor *flyback interleaved* com os componentes do conversor *boost-flyback interleaved*, o indutor de entrada foi construído da mesma maneira com o mesmo condutor, diferindo apenas o tamanho do núcleo utilizado.

Os indutores acoplados também foram desenvolvidos com a mesma relação de condutores e utilizando a mesma técnica construtiva. A diferença, outra vez, é o tamanho do núcleo magnético utilizado, a quantidade de voltas dos enrolamentos e a relação de espiras.

Os interruptores necessitam de cuidados adicionais, porque além da tensão reversa, os componentes estarão submetidos à picos de tensão oriundos da indutância de dispersão, portanto deve-se utilizar modelos com capacidade de tensão mais alta do que a relação de tensão calculada.

Os diodos estão sujeitos a tensão reserva equivalente à tensão de saída e, visando melhorar o funcionamento do conversor, utilizam-se modelos rápidos com baixo valor de queda de tensão. Também é importante prever sobretensão nos componentes, por isso é interessante deixar uma margem de segurança no limite de tensão suportada pelo componente.

As células do secundário são equivalentes entre si, por isso os capacitores utilizados são idênticos. Além disso, o conversor apresenta baixa oscilação de tensão mesmo com baixa capacitância, por isso são utilizados modelos de poliéster.

5.4.1 *Snubber*

O conversor *flyback interleaved* apresenta distúrbios de sobretensão nos interruptores causados pela capacitância intrínseca em conjunto com a indutância de dispersão. Portanto, para proteger os dispositivos são utilizados *snubbers* de modelos RCD.

O Diodo do *snubber* deve se enquadrar nos níveis de tensão com os quais se está trabalhando. É preferível que se utilize um diodo de modelo rápido, porque durante o período de desligamento dos interruptores haverá uma alta variação de tensão com alta frequência de ressonância.

O capacitor também deverá atender aos requisitos de tensão pois, caso contrário, sofrerá avarias. Com relação ao resistor utilizado, precisa-se verificar o nível de potência a ser dissipado, caso contrário, haverá sobreaquecimento e perda das capacidades de funcionamento, podendo deixar de limitar o valor de sobretensão nos interruptores ou até levá-los à queimar.

5.5 DEFINIÇÃO DE PROJETO DO CONVERSOR

A partir do equacionamento desenvolvido nesse capítulo, são definidos os parâmetros que serão utilizados para realizar os testes práticos com o objetivo de comprovar que o conversor opera conforme especificado.

Na Tabela 7, são apresentados os parâmetros do conversor proposto, além de especificados os modelos dos componentes utilizados, as características dos componentes construídos e as principais propriedades.

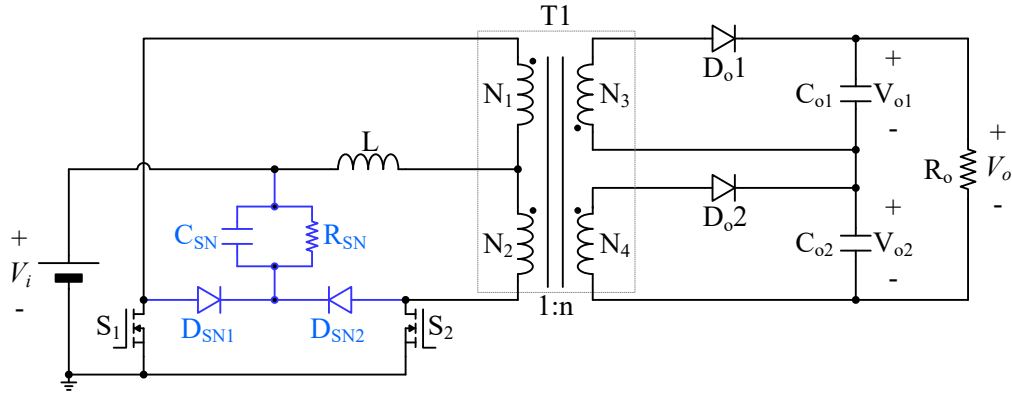
Tabela 7 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor *flyback interleaved*.

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P_o = 190 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_i = 30/35/40 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 180 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 70 \text{ kHz}$
Capacitores de saída	$C_{o1} = C_{o2} = 4,7 \text{ } \mu\text{F}$ – poliéster
Indutor	$L = 250 \text{ } \mu\text{H}$; 30 voltas; litz 2x270x0,08 mm; airgap = 0,4 mm; ETD-44/22/15 – 3C90
Indutor acoplado	$N1/N2 = 4/8$; $n=2$; airgap = 0,15 mm; $N1=\text{litz } 2 \times 270 \times 0,08 \text{ mm}$; $N2=\text{litz } 1 \times 180 \times 0,08 \text{ mm}$; $L_M = 12,8 \text{ } \mu\text{H}$; $L_{LK}=0,2 \text{ } \mu\text{H}$; ETD 39/20/13 – N97
Diodos de saída D_{o1} e D_{o2}	MUR 840; $C_{Do1} = C_{Do2} = 50 \text{ pF}$
Interruptores S_1 e S_2	C2M0025120D; $C_{S1} = C_{S2} = 350 \text{ pF}$, $R_{DS_{on}} = 25 \text{ m}\Omega$
Diodo do snubber D_{sn1} e D_{sn2}	MUR 160
Capacitor do snubber C_{sn}	4,7 nF
Resistor do snubber R_{sn}	9,9 k Ω
Drivers	FOD3180
DSP	F28379D Texas Instruments

Fonte: Autoria própria

A versão a ser implementada do conversor *flyback interleaved*, adicionando o circuito de proteção do snubber é apresentada na Figura 102, destacado os novos componentes. O grampeador foi conectado ao terminal positivo por simplicidade de ligação na PCB e pelos resultados não indicarem diferenças. O restante é mantido conforme introduzido na Figura 97.

Figura 102 – Conversor *flyback interleaved* com o circuito de *snubber* utilizado.



Fonte: Autoria própria

5.6 CÁLCULO DA ONDULAÇÃO E ESTIMATIVA DE PERDAS

Inicialmente, é determinado o valor do ganho estático, M , conforme (143).

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{180}{30} = 6 \quad (143)$$

De acordo com a Tabela 7, são utilizados três valores distintos de tensão de entrada, 30 V, 35 V, e 40 V. No entanto, os cálculos e as formas de onda serão apresentados apenas para valor de entrada de 30 V, reservando as outras opções apenas para comparação de rendimento ao final do capítulo.

A razão cíclica efetiva, δ , pode ser calculada de diversas maneiras, utilizando distintas variáveis, no entanto, reordena-se as variáveis na equação (120), resultando em (144).

$$\delta = \frac{V_o - 2nV_i}{V_o} = \frac{180 - (2 \cdot 2 \cdot 30)}{180} = 0,333 \quad (144)$$

As tensões em cada célula do *flyback* são equivalentes a metade da tensão de saída, conforme calculado em (145), com base em (106).

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{V_o}{2} = \frac{180}{2} = 90 \text{ V} \quad (145)$$

Para realizar os cálculos de ondulação de corrente e de perdas, a potência de entrada, P_i , será considerada como um fator de cálculo da corrente de entrada e da tensão de entrada, conforme (146). Ressaltando que o conversor opera com tensão de entrada fixa em 30 V.

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{P_i}{30} \quad (146)$$

5.6.1 Ondulação da corrente de entrada

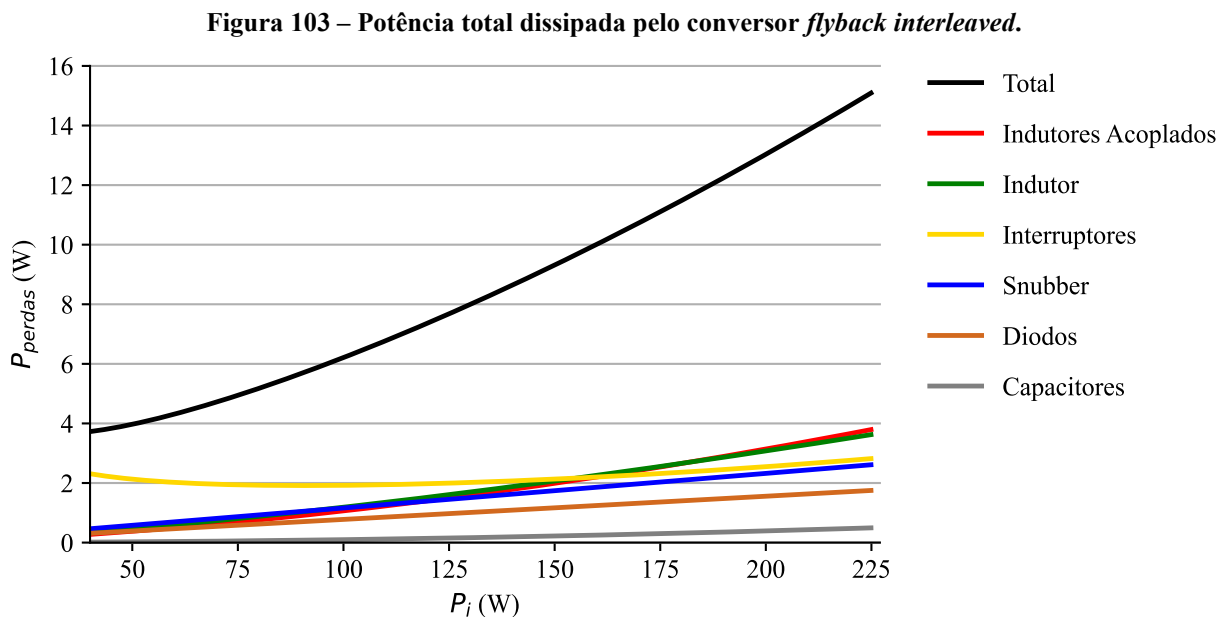
A partir do equacionamento definido em (33), utilizando os novos valores inseridos na Tabela 7 e determinado em (144), é calculada a ondulação máxima de corrente no indutor, quando operando com potência nominal, conforme (147).

$$\Delta I_L = \frac{V_i \delta}{2L f_s} = \frac{30 \cdot 0,333}{2 \cdot 250\mu \cdot 70k} = 0,285 \text{ A} \quad (147)$$

A ondulação na corrente de entrada é intencionalmente baixa para que o indutor de entrada possa ser considerado como uma fonte de corrente constante.

5.6.2 Cálculo da estimativa total de perdas, valor médio e eficaz da corrente e rendimento

Diferentemente do capítulo anterior, no qual foram apresentados os gráficos de perdas para todos os componentes individualmente, por motivo de similaridade nas formas, será exibida somente a versão final contendo as perdas totais na Figura 103.



Fonte: Autoria própria.

Simplificando a avaliação para obtenção do valor médio e eficaz nos componentes do conversor, os passos de cálculos e os resultados estão descritos na Tabela 8.

Tabela 8 – Corrente média e eficaz nos componentes do conversor *flyback interleaved*.

Componentes	Corrente
Indutor	$I_{L_{ef}} = I_i = 6,9 \text{ A}$
Indutores acoplados	$I_{N1_{ef}} = \frac{I_i \cdot \sqrt{2}}{2} = \frac{6,9 \cdot \sqrt{2}}{2} = 4,88 \text{ A}$
	$I_{N3_{ef}} = \frac{2 \cdot I_i}{n} \sqrt{\frac{1-\delta}{6}} = \frac{2 \cdot 6,9}{2} \sqrt{\frac{1-0,333}{6}} = 2,3 \text{ A}$
Interruptores	$I_{S_{ef}} = \frac{I_i \cdot \sqrt{2}}{2} = \frac{6,9 \cdot \sqrt{2}}{2} = 4,88 \text{ A}$
Diodos	$I_{D_{medio}} = I_i \cdot \frac{(1-\delta)}{2n} = 6,9 \cdot \frac{1-0,333}{2 \cdot 2} = 1,15 \text{ A}$
Capacitores	$I_{C_o} = \frac{I_i \cdot (1-\delta)}{2n} \sqrt{\frac{\delta^2 + \delta + \frac{5}{3}}{1-\delta}} = \frac{6,9 \cdot (1-0,333)}{2 \cdot 2} \sqrt{\frac{0,333^2 + 0,333 + \frac{5}{3}}{1-0,333}} = 2,05 \text{ A}$

Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 9, estão calculados os valores estimados de perdas em todos os componentes durante a operação com potência nominal, aproveitando os valores determinados na Tabela 8. Ao final, a adição total das perdas.

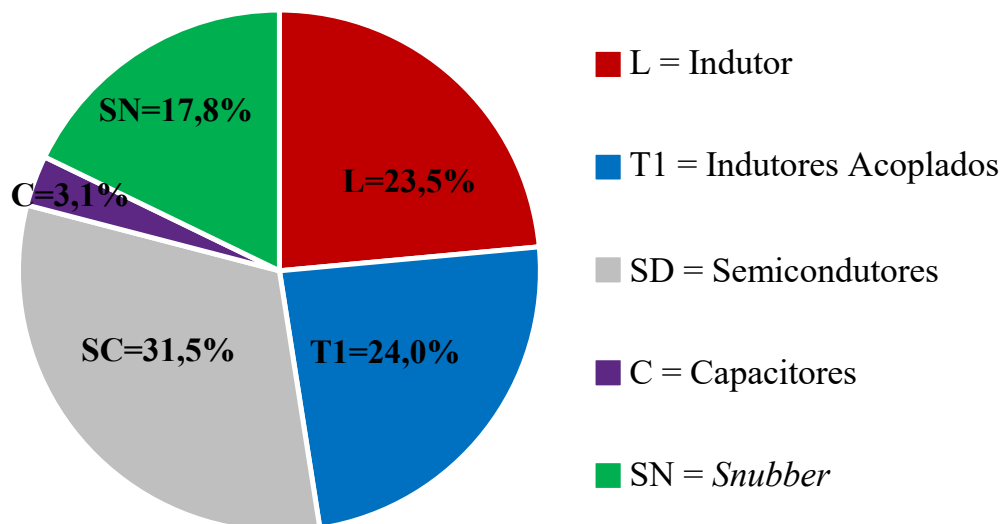
Tabela 9 – Resumo das perdas por componente e cálculo do rendimento do conversor *flyback interleaved*.

Componentes	Total
Indutor	$P_L = P_{L_{cond}} + P_{L_{nucleo}} = 6,9^2 \cdot 0,01 + 17800 \cdot 150\mu = 3,15 \text{ W}$
Indutores acoplados	$P_{T1} = 2 \cdot (P_{N1_{cond}} + P_{N3_{cond}}) + P_{L_{nucleo}} = 2 \cdot (4,88^2 \cdot 0,02 + 2,1^2 \cdot 0,05) + 11500 \cdot 150\mu = 3,21 \text{ W}$
Interruptores	$P_S = 2 \cdot (P_{s_{cond}} + P_{s_{comutação}} + P_{s_{capacitância}}) =$ $= 2 \cdot \left(4,87^2 \cdot 25m + \frac{1}{2} \cdot 90 \cdot 6,9 \cdot 70k \cdot 28n + \frac{1}{2} \cdot 350p \cdot 90^2 \cdot 70k \right) = 2,60 \text{ W}$
Diodos	$P_D = 2 \cdot V_{F_D} I_{D_{medio}} = 2 \cdot 0,7 \cdot 1,15 = 1,61 \text{ W}$
Capacitores	$P_{C_o} = 2 \cdot ESR \cdot I_{C_{o_{ef}}}^2 = 2 \cdot 0,05 \cdot 2,05^2 = 0,42 \text{ W}$
Snubber	$P_{SN} = 2 \cdot \frac{0,2\mu \cdot 70k \cdot 125 \cdot 6,9^2}{2 \left(125 - \frac{180}{2} \right)} = 2,38 \text{ W}$
Total das perdas	$P_{perdas} = 3,15 + 3,21 + 2,60 + 1,61 + 0,42 + 2,38 = 13,37 \text{ W}$

Fonte: Autoria própria.

As perdas relacionadas aos principais componentes do estágio de potência determinadas na Tabela 9 são distribuídas na Figura 104, permitindo uma melhor visualização.

Figura 104 – Distribuição das perdas do conversor para potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

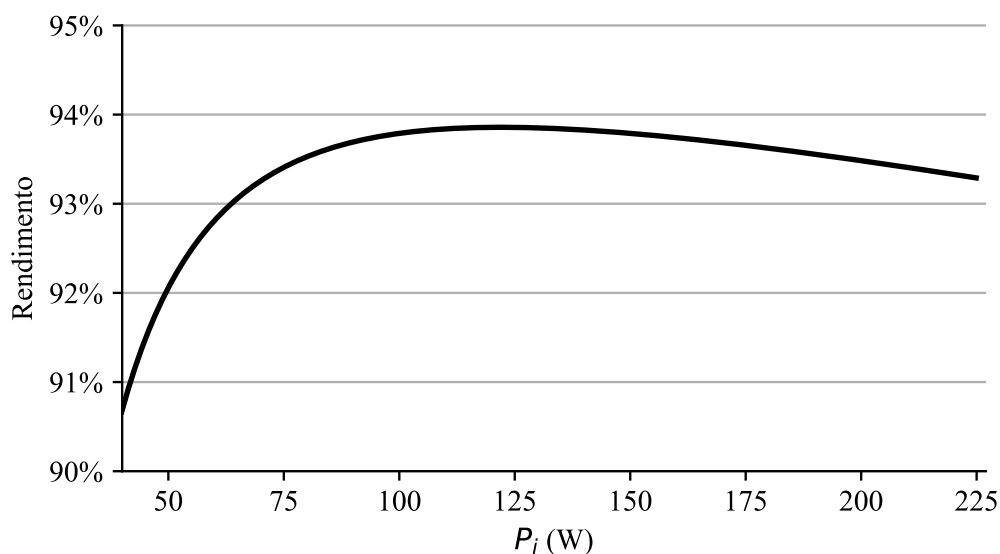
Semelhantemente ao observado no conversor *boot-flyback interleaved*, os principais contribuintes para as perdas são os semicondutores, representados por um par de interruptores e diodos, computando aproximadamente 31,5%. Os indutores acoplados equivalem a cerca de 24% e o indutor de entrada, 23,5 %. O componente extra da topologia, o *snubber* contabiliza em torno 17,8 %, e, por fim, os capacitores somam em torno de 3,1 %.

A partir do somatório de perdas totais no conversor, é possível estimar o rendimento para operação em potência nominal, conforme cálculo desenvolvido em (148). Expandindo para toda a faixa de operação. O resultado é apresentado na Figura 105.

$$\eta = 100\% \cdot \frac{P_o}{P_o + P_{perdas}} = 100\% \cdot \frac{190}{190 + 13,37} = 93,43 \% \quad (148)$$

Semelhantemente ao determinado para o conversor *boot-flyback interleaved*, o rendimento para potência nominal não é máximo quando se está operando em potência nominal. No entanto, para valores de potência mais baixa as perdas nos interruptores se tornam mais expressivas, contribuindo para uma redução acentuada.

Figura 105 – Estimativa de rendimento do conversor *flyback interleaved*.

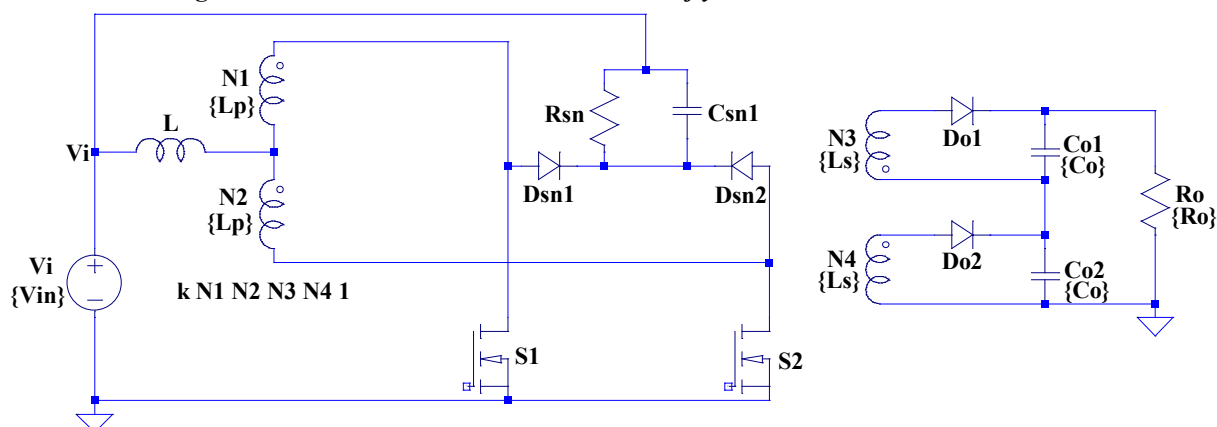


Fonte: Autoria própria.

5.7 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Finalizada a análise de perdas, com cálculos de esforços de corrente e tensão, é realizada a simulação numérica do conversor *flyback interleaved* no *software* LTspice para validação das equações desenvolvidas e das formas de onda teóricas. O circuito simulado é exibido na Figura 106.

Figura 106 – Circuito simulado do conversor *flyback interleaved* desenvolvido.

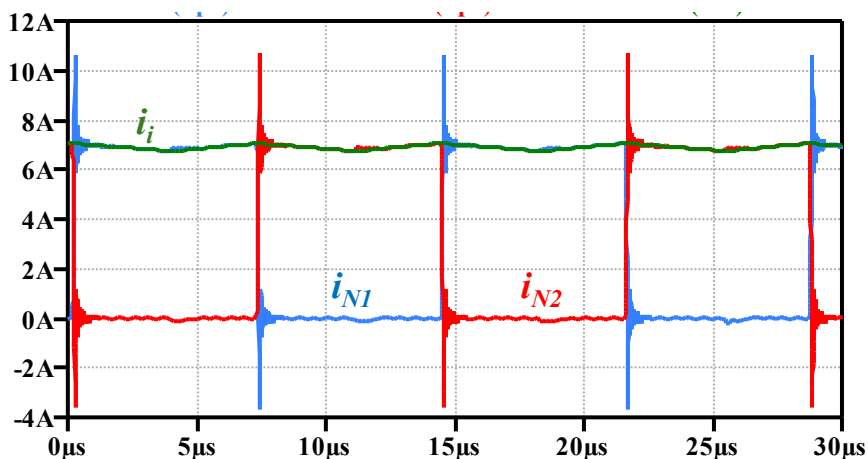


Fonte: Autoria própria.

A mesma base da simulação do conversor anterior foi utilizada, apenas removendo um par de diodos e inserindo o circuito do *snubber*.

A corrente de entrada, i_i e a corrente nos dois enrolamentos do primário dos indutores acoplados, i_{N1} e i_{N2} são ilustradas na Figura 107.

Figura 107 – Corrente de entrada e corrente em cada enrolamento do primário dos indutores acoplados.

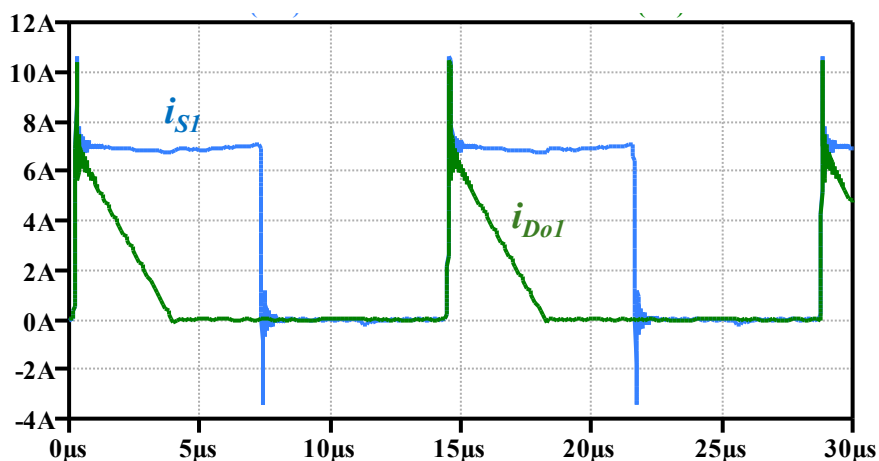


Fonte: Autoria própria.

A corrente de entrada exibe ondulação de aproximadamente 0,33 A, e a corrente nos enrolamentos do primário são equivalentes e alternadas, porém, é possível observar a presença de ruído, principalmente no instante de comutação.

A corrente no interruptor S_1 , i_{S1} , e a corrente no diodo de saída, i_{Do1} , são apresentadas na Figura 108.

Figura 108 – Corrente no interruptor e no diodo de saída.

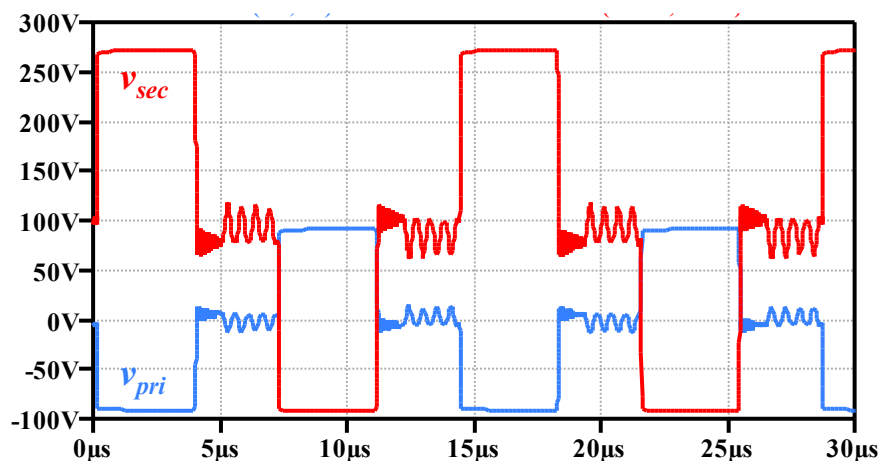


Fonte: Autoria própria.

A corrente no interruptor, i_{S1} é igual à do enrolamento N1 dos indutores acoplados, incluindo o ruído. Em ambos os casos, o valor se eleva instantaneamente desde zero até o patamar máximo, equivalente à corrente de entrada. A corrente no diodo de saída atinge o valor máximo no momento da comutação, nesse caso, também igual a corrente de entrada, e decresce em rampa até zero, bloqueando antes do final do período.

A tensão nos enrolamentos do primário e do secundário dos indutores acoplados, v_{PRI} e v_{SEC} , respectivamente, são ilustrados na Figura 109.

Figura 109 – Tensão no primário e no secundário dos indutores acoplados.

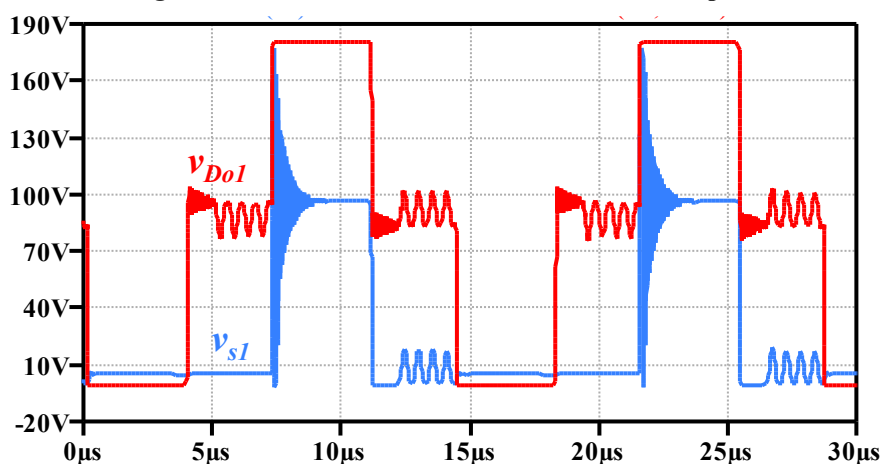


Fonte: Autoria própria.

Os patamares de tensão máxima e mínima no enrolamento do primário são equivalentes à metade da tensão de saída, e se anula durante o período de roda livre. Com relação ao secundário, o patamar inferior corresponde à tensão com valor negativo em uma das células, ou seja, metade da tensão de saída. O nível do meio coincide com a tensão positiva em uma das células, e finalmente o patamar superior corresponde a três vezes a tensão em uma das células de saída, ou 150% da tensão de saída.

A tensão no interruptor, v_{SI} , e a tensão no diodo de saída, v_{DoI} , são apresentadas na Figura 110.

Figura 110 – Tensão no diodo de saída e no interruptor.



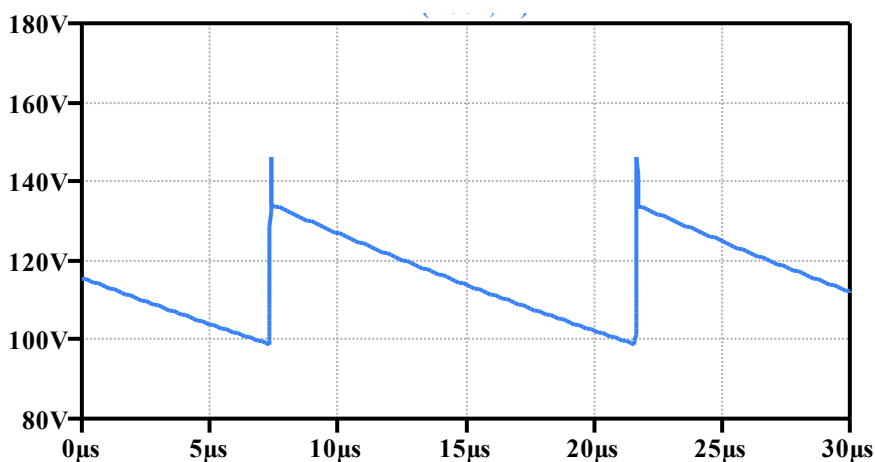
Fonte: Autoria própria.

A tensão reversa máxima no diodo é observada durante o período em que o outro diodo está em condução, e equivale à tensão de saída. No período de roda livre, esse valor é igual a tensão de saída da célula.

A tensão reversa observada no interruptor equivale à metade da tensão de saída. No entanto, no instante em que ocorre o bloqueio da condução, observa-se a sobretensão gerada pela indutância de dispersão e a capacitância do semiconductor. Nesse momento, o circuito do *snubber* atua para reduzir o pico máximo.

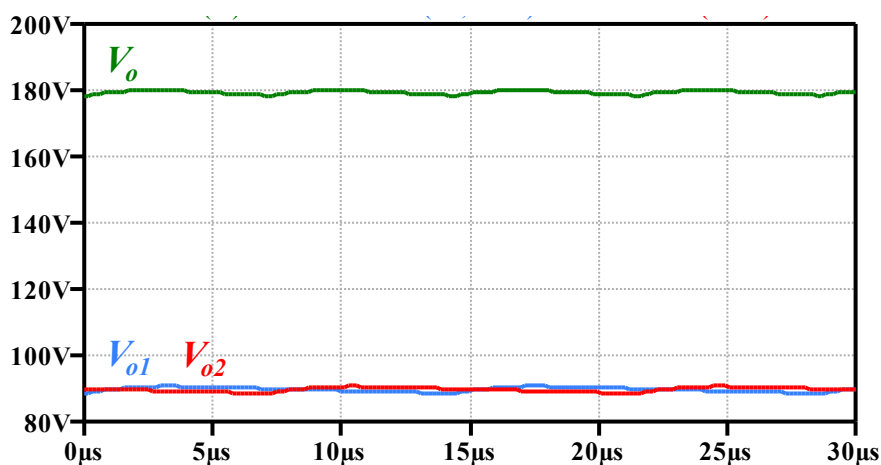
Nas quatro últimas formas de onda exibidas, podem-se notar oscilações e ruídos nas medições. O *software* de simulação utiliza modelos aprimorados buscando se aproximar ao máximo dos resultados reais. Apesar disso, o funcionamento do conversor não é afetado.

Figura 111 – Tensão no *snubber*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 112 – Tensão na saída de cada célula e na carga.



Fonte: Autoria própria.

A tensão no circuito do *snubber*, projetado para reduzir a sobretensão nos interruptores é ilustrada na Figura 111 e a tensão em cada uma das células, V_{o1} e V_{o2} e a tensão total na carga, a qual é a soma das duas anteriores, são apresentadas na Figura 112.

Conforme projetado, as tensões nas células parciais são equivalente e estão sobrepostas, visto que o conversor proposto é *interleaved* e construído com os parâmetros iguais entre si.

Para quantificar os cálculos teóricos desenvolvidos na modelagem do conversor e verificar os resultados simulados, os valores mais significativos estão anotados na Tabela 10.

Tabela 10 – Comparação entre valores simulados e calculados para o conversor *flyback interleaved*.

Componente	Calculado		Simulado		Erro	
	Médio	Eficaz	Médio	Eficaz	Médio	Eficaz
I_{S1}, I_{S2}	---	4,879 A	---	4,885 A	---	0,12 %
I_{N1}, I_{N2}	---	4,879 A	---	4,885 A	---	0,12 %
I_{N3}, I_{N4}	---	2,301 A	---	2,079 A	---	10,66 %
I_{Do1}, I_{Do2}	1,151 A	---	0,919 A	---	25,20 %	---

Fonte: Autoria própria.

Além da comparação, é exposto o erro relativo entre os valores calculados e medidos pela simulação. O valor eficaz da corrente nos interruptores apresenta a menor diferença, enquanto o valor médio da corrente nos diodos, a maior.

A alta discrepância entre os valores calculados e simulados para o secundário do conversor podem ser atribuídos ao componente utilizado na simulação, visto que o modelo de interruptor utilizado não está disponível. Além disso, as oscilações nas formas de onda e os ruídos podem afetar o resultado final.

Os valores de cada patamar de tensão nos componentes não foram tabelados, no entanto, é possível verificar visualmente a conformidade dos resultados.

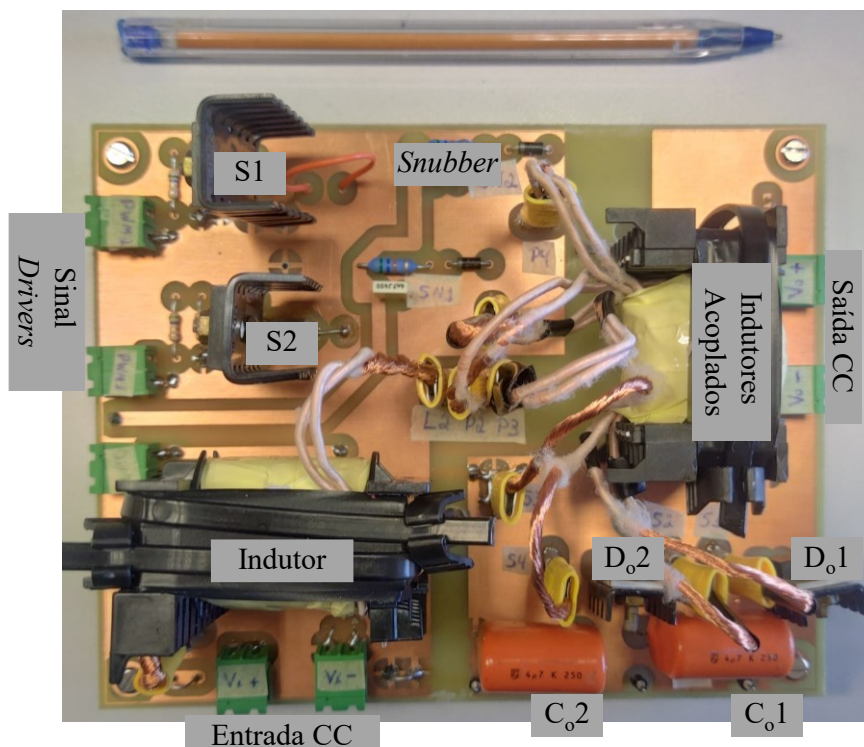
5.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR

Nesta sessão serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo retratado na Figura 113, construído com base nas definições de projeto propostas na Tabela 7.

Nos testes, é usada uma carga resistiva de 165 Ω . Não há sistema de controle de tensão

ou corrente, pois o conversor foi testado em malha aberta usando um gerador PFM de dois canais com defasagem de 180° entre si e frequência de comutação fixa em 70 kHz. As escalas de tensão, corrente e tempo estão descritas abaixo de cada figura.

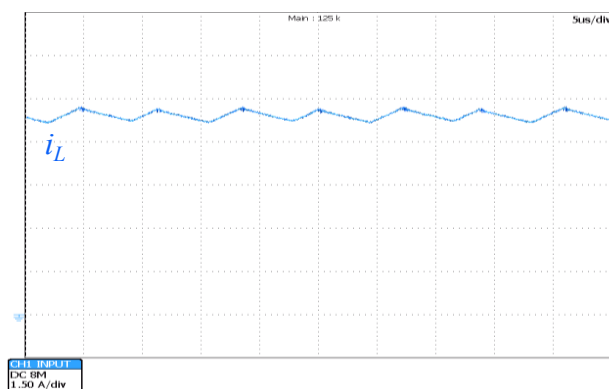
Figura 113 – Protótipo do conversor *flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Alguns ciclos da corrente de entrada são exibidos na Figura 114. A medição demonstra uma forma de onda contínua com baixa ondulação, medida em aproximadamente 0,55 A, correspondendo a uma variação total de aproximadamente 8% do valor da corrente de entrada.

Figura 114 – Corrente de entrada.

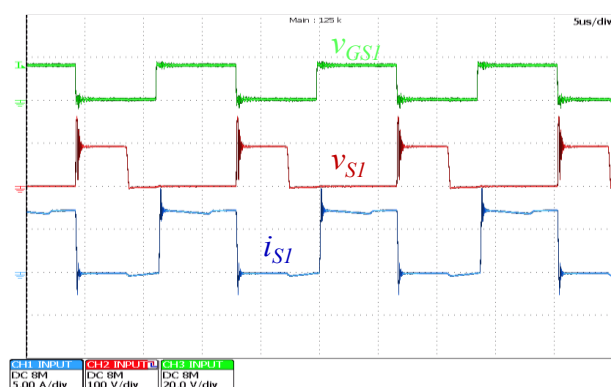


$$i_L = 1,5\text{A/div} - 5\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

Alguns ciclos da corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I são exibidos na Figura 115. O interruptor começa a conduzir e atinge imediatamente o seu valor de pico, equivalente a corrente de entrada. A tensão reversa corresponde à metade da tensão de saída, e o pico de sobretensão projetado é de 30% da tensão de saída total, sendo limitado pelo *snubber* RCD. Os interruptores começam a conduzir com ZVS.

Figura 115 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para frequência de comutação de 70 kHz.

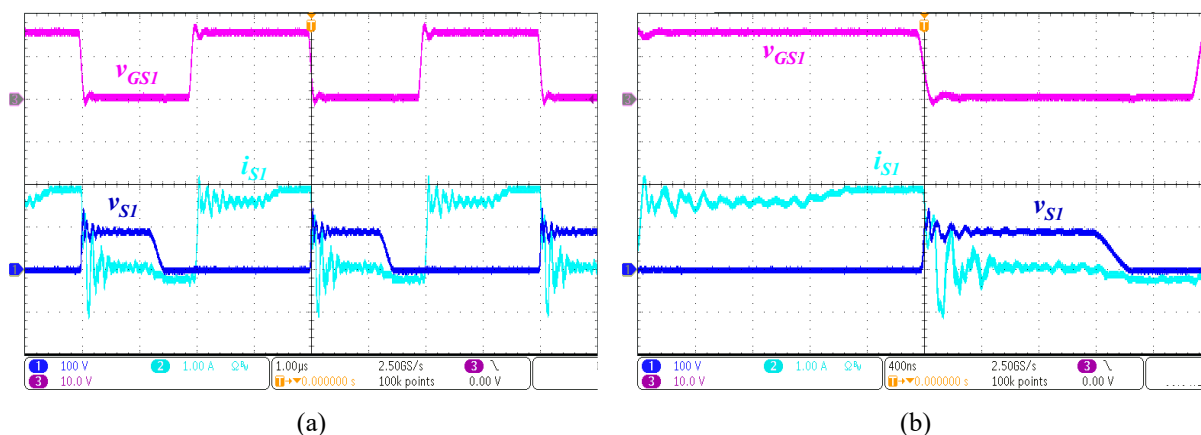


$$v_{GSI} = 20\text{V/div} - v_{SI} = 100\text{V/div} - i_{SI} = 5\text{A/div} - 5\mu\text{s/div}$$

Fonte: Autoria própria.

Para confirmar que o conversor opera com comutação suave para cargas leves, a frequência de comutação é elevada para 250 kHz, conforme apresentado na Figura 116(a) e na expansão no momento da comutação Figura 116(b). Excepcionalmente nessa análise, a frequência é alterada. É retratada a corrente, a tensão e o sinal de gatilho.

Figura 116 – Corrente, tensão e sinal de gatilho no interruptor S_I para frequência de comutação de 250 kHz. (a) Vários ciclos; (b) Aproximação no instante da comutação.



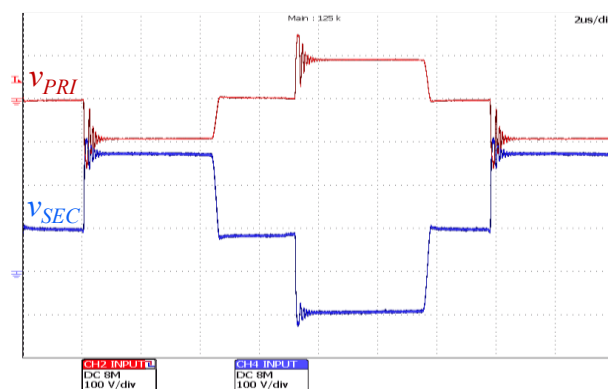
$$v_{GSI} = 10\text{V/div} - v_{SI} = 100\text{V/div} - i_{SI} = 1\text{A/div} - 1\mu\text{s/div} - \text{zoom} = 400\text{ns/div.}$$

Fonte: Autoria própria.

Em ambos os casos se observa que os interruptores entram em condução com ZVS. A frequência de comutação de 250 kHz equivale a aproximadamente 40 W de potência de saída.

Na Figura 117, é apresentado um ciclo da tensão entre os pontos A e B, v_{PRI} , a qual também representa a tensão no primário dos indutores acoplados em conjunto com um ciclo da tensão no secundário dos indutores acoplados, v_{SEC} .

Figura 117 – Tensão nos enrolamentos do primário e do secundário dos indutores acoplados.



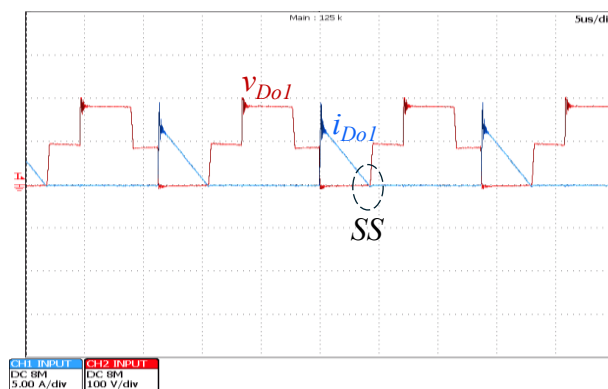
$$v_{PRI} = 100/\text{div} - v_{SEC} = 100\text{V}/\text{div} - 2\mu\text{s}/\text{div}.$$

Fonte: Autoria própria.

A tensão no primário assume os valores de $-V_o/2$, zero no período de roda livre, até $V_o/2$. No caso do secundário, anota-se $-V_o/2$, depois $V_o/2$ no período de roda livre e, finalmente, $3V_o/2$.

Na Figura 118, são retratados alguns ciclos da corrente e da tensão em um dos diodos de saída.

Figura 118 – Tensão e corrente no diodo de saída.



$$i_{Do1} = 5\text{A}/\text{div} - v_{Do1} = 100\text{V}/\text{div} - 5\mu\text{s}/\text{div}.$$

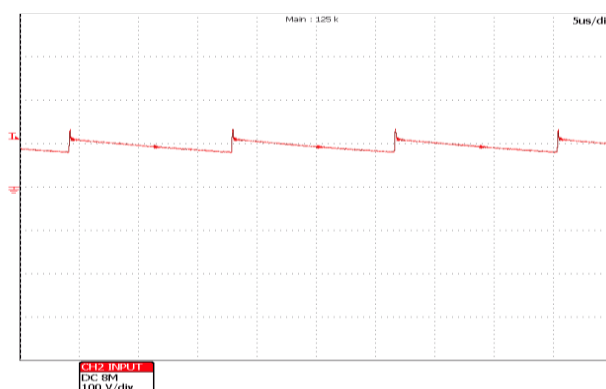
Fonte: Autoria própria.

Como pode ser observado, a tensão de bloqueio reversa alterna de um patamar

equivalente a V_o para $V_o/2$. A corrente instantaneamente atinge o valor de pico e decresce até zero dentro de um mesmo intervalo de tempo. A operação de comutação suave (SS) é destacada.

A tensão sobre o *snubber* é ilustrada na Figura 119. O nível de tensão é determinado pela resistência e impacta diretamente no valor de pico de sobretensão nos interruptores.

Figura 119 – Tensão no *snubber*.

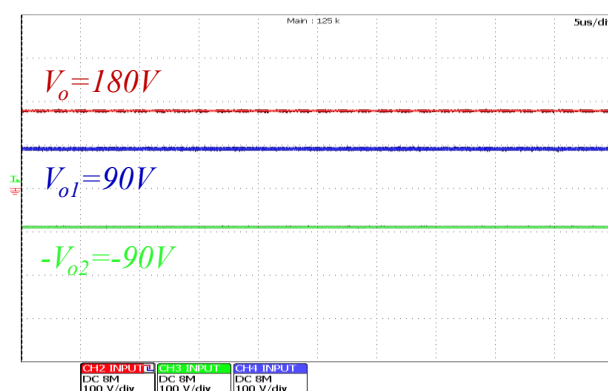


$$V_{SN} = 100\text{V/div} - 5\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

Para validar as relações de tensão entre as células do conversor e a carga, a medição de cada variável é mostrada na Figura 120. A tensão V_{o2} é representada como um sinal invertido para que não seja sobreposta por V_{o1} , pois seus valores são idênticos, 90 V. A tensão de saída é 180 V, e a tensão de entrada é 30 V, resultando em um ganho estático de 6.

Figura 120 – Tensão de saída em cada célula do *flyback* e na carga.



$$V_o = 100\text{V/div} - V_{o1} = 100\text{V/div} - V_{o2} = 100\text{V/div} - 5\mu\text{s/div}.$$

Fonte: Autoria própria.

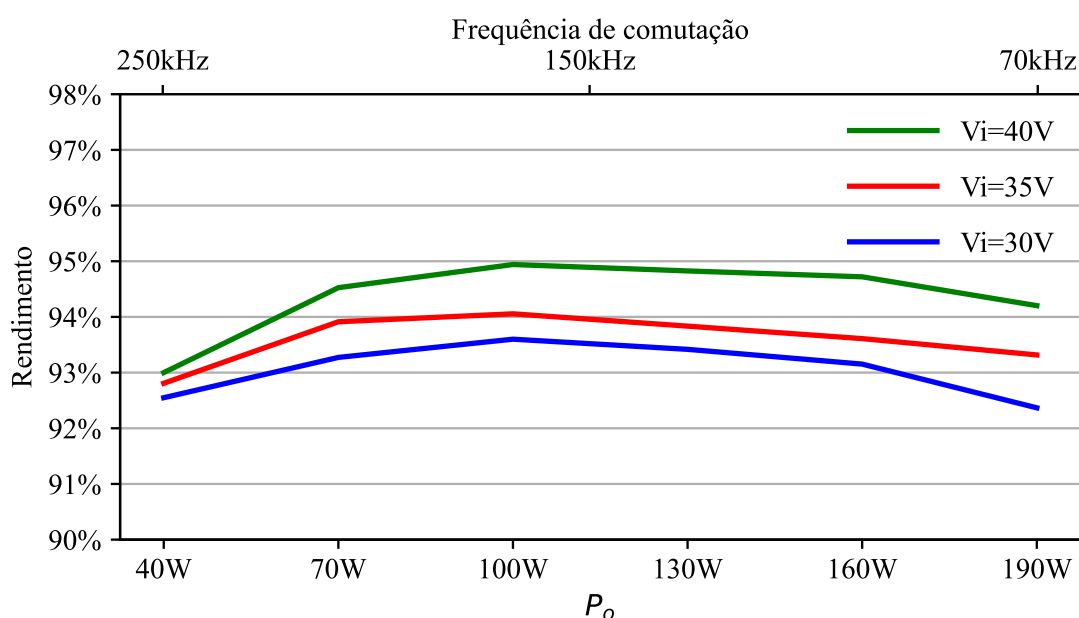
5.8.1 Análise de rendimento e comprovação das características do conversor

Finalizada a análise teórica, as simulações e as avaliações das formas de ondas

experimentais, são realizados os levantamentos de rendimento e os testes de características anunciadas para o conversor.

O rendimento medido para diferentes níveis de potência e considerando tensões de entrada de 30/35/40 V é exibida na Figura 121. A verificação é realizada mantendo a tensão de saída em um valor constante de 180 V, enquanto a potência de saída é modificada. A resistência da carga é adaptada para cada caso e a frequência de comutação é sintonizada. Além disso, são inseridos os valores de frequência de comutação que correspondem à respectiva potência de operação.

Figura 121 – Rendimento do conversor *flyback interleaved* em função da potência de saída para distintos valores de tensão de entrada.



Fonte: Autoria própria.

O rendimento máximo de 94,8% é observado em 100 W para uma tensão de entrada de 40 V, 94,1% em 100 W para 35 V e 93,6% em 100 W para 30 V. Conforme a tensão de entrada se eleva, a corrente de entrada diminuiu, resultando em redução nas perdas dos componentes. Consequentemente, o ganho estático também reduz.

Para a potência nominal de saída, o rendimento é de 94,2% para tensão de entrada de 40 V, 93,3% para 35 V e 92,4% para 30 V. A curva de rendimento segue o mesmo padrão de outro conversor baseada mesma célula de comutação, ou seja, o pico de rendimento é obtido no meio da faixa de operação, enquanto nos extremos superior e inferior é observada redução.

Importante ressaltar que os resultados anteriormente demonstrados foram obtidos exclusivamente com tensão de entrada de 30 V. As outras tensões de entrada foram testadas

para explorar mais opções de utilização do conversor.

Considerando novamente a aplicação do conversor proposto em sistemas de energia solar fotovoltaica, é realizado o cálculo do rendimento ponderado com base nos métodos mais comuns, o Euro e o CEC, introduzidos anteriormente em (104) e (105), respectivamente.

Utilizando como base os dados de rendimento para os diferentes níveis de tensão de entrada obtido na Figura 121 e aplicando-os às equações (104) e (105), obtêm-se os valores da Tabela 11.

Tabela 11 – Comparação de rendimento entre os para diferentes tensões de entrada.

Modelo	Rendimento		
	$V_i = 30 \text{ V}$	$V_i = 35 \text{ V}$	$V_i = 40 \text{ V}$
EURO	92,95%	93,37%	94,14%
CEC	93,17%	93,57%	94,48%
Médio	93,06%	93,59%	94,37%

Fonte: Autoria própria.

Os resultados demonstram, como era de se esperar, que quanto maior a tensão de entrada, maior o rendimento obtido pelos dois métodos.

Os resultados obtidos para o conversor *boot-flyback interleaved* quanto para o conversor *flyback interleaved* apontam melhores resultados quanto calculados pelo método CEC, pois os valores de rendimento na faixa intermediária (entre 30% e 75% da potência nominal) são os que mais influenciam. O rendimento médio de todos os pontos conhecidos da curva também é determinado e inserido na Tabela 11.

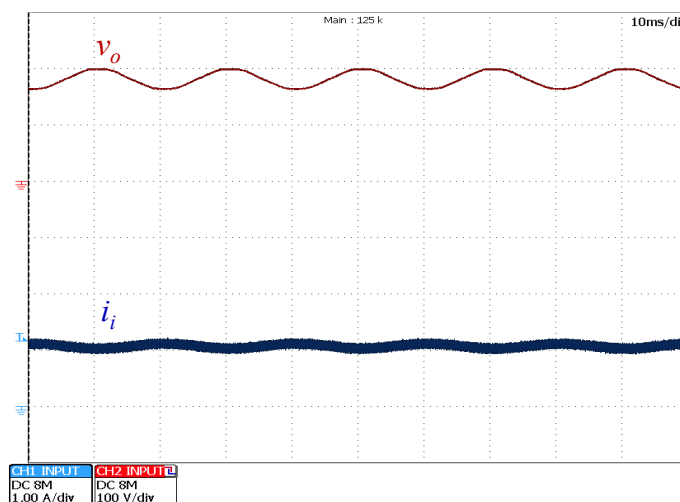
Conforme declarado na introdução da topologia desenvolvida, as oscilações de baixa frequência na saída do conversor, comumente observadas quando há inversores conectados a rede no segundo estágio, não são refletidas na corrente de entrada.

Para comprovar essa afirmação, uma tensão com alto nível de ondulação na frequência da rede padrão europeu (12 V e 50 Hz) é inserida intencionalmente no barramento de carga, equivalente ao demonstrado na Figura 93. Os resultados evidenciam que a flutuação da corrente de entrada é praticamente insignificante, medindo aproximadamente 75 mA, conforme mostrado na Figura 122.

O conversor opera sem malha de controle de corrente ou tensão, estabelecendo-se como uma característica inerente à célula de comutação empregada. A oscilação da tensão de

saída afeta o valor de δ , o que significa que o indutor de entrada e o indutor de magnetização são carregados e descarregados com distintas taxas a cada período de comutação. No entanto, a corrente pico a pico praticamente não altera seu valor.

Figura 122 – Tensão de saída com ondulação e corrente de entrada sem perturbação refletida.

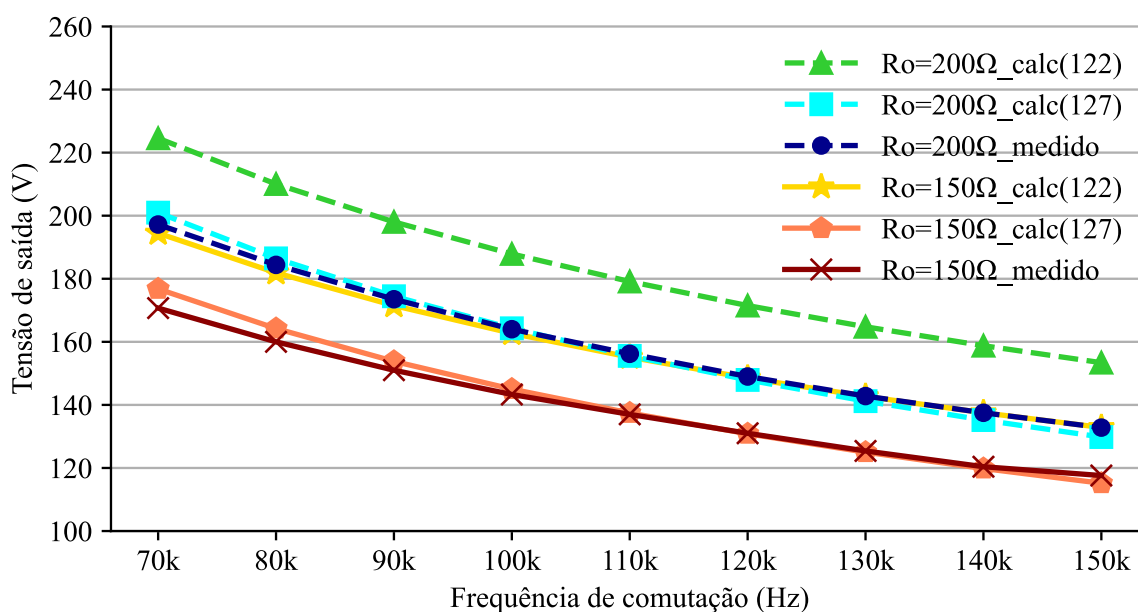


$$v_o = 100\text{V/div} - i_i = 1\text{A/div} - 10\text{ms/div}$$

Fonte: Autoria própria.

O fenômeno que ocorre no conversor é igual para as duas topologias desenvolvidas, portanto, a explicação é a mesma realizada anteriormente para o primeiro conversor desenvolvido, e está ilustrada na Figura 95.

Figura 123 – Tensão de saída em função da frequência de comutação para diferentes cargas.



Fonte: Autoria própria.

A tensão de saída em função da frequência de comutação para dois valores de carga, $200\ \Omega$ e $150\ \Omega$, é apresentada na Figura 123. O teste é realizado para avaliar a equação ideal determinada em (122) e o cálculo simplificado proposto em (127) em comparação com as medidas obtidas no conversor.

Ambas as equações apresentaram formato idêntico ao medido. Porém, a estimativa de (122) apresenta um desvio de aproximadamente 12% em relação ao valor medido, enquanto utilizando (127), a discrepância é de apenas quase 3%. Portanto, pode-se concluir que neste tipo de conversor, considerar o efeito dos componentes parasitas é essencial para obter uma boa precisão na obtenção da tensão de saída.

5.9 COMPARAÇÕES

Na Tabela 12, o conversor proposto é comparado com outras topologias baseadas no *flyback*, com relação ao número total de componentes ativos, passivos e magnéticos, a frequência de comutação, a tensão e potência nominais de entrada e saída, o rendimento na potência máxima e as características do circuito *snubber*.

Comparada a outros conversores existentes, a topologia proposta requer poucos componentes semicondutores e baixa contagem de componentes de maneira geral, principalmente devido à sua estrutura simples, especialmente para uma implementação *interleaved*.

O conversor proposto também requer apenas um núcleo magnético para os indutores acoplados, não havendo a necessidade de enrolamentos auxiliares extras. O estresse de tensão nos interruptores é menor do que em outros conversores convencionais, reduzindo as perdas no componente.

A corrente de entrada apresenta forma de onda contínua, pois o indutor opera em com característica de CCM, apresentando baixa ondulação e com o dobro da frequência de comutação. A corrente de entrada é dividida uniformemente entre os dois interruptores.

O conversor proposto admite conexão de saída em série ou paralela, dependendo da aplicação pretendida. Apresenta valores de rendimento competitivo quando comparado com outras topologias, mesmo sendo construída com *snubber* RCD dissipativo. A utilização de outros modelos certamente elevaria o rendimento total do conversor.

O conversor pode ser enquadrado em uma classificação de alta potência para o segmento em que está inserido, permitindo alto ganho de tensão. Para seu corrente funcionamento, opera com frequência de comutação em uma faixa convencional.

Tabela 12 – Comparação ente topologias de conversores baseados no *flyback*.

Referência	Quantidade de componentes	Transformador/ Indutor Acoplado	FC* (kHz)	$V_i / V_o / P_o$	Rend*	Snubber	Tensão nos interruptores	Corrente de entrada		
	S*/D*/C*/L*	Núcleos/Enrolamentos						Modo	Freq*.	Ond*.
Mukhtar e Lu 2019	2S/4D/4C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	50	12 V/180 V/ 50 W	87 %	Passivo LCD	$2V_i = 24 \text{ V}$	Pulsada	SF	Alto
Mohammadian e Yazdani 2018	2S/8D/5C/0L	2 Núcleos / 6 Enrolamentos	100	150 V/24 V/ 200 W	93 %	Passivo Sem perdas	$V_i = 150 \text{ V}$	Pulsada	2·SF	---
Dzhunusbekov e Orazbayev 2021	1S/6D/4C/0L	1 Núcleo / 3 Enrolamentos	69,7	35 V/280 V/ 250 W	93,5 %	Passivo Sem perdas	$V_i = 150 \text{ V}$	Pulsada	SF	Alto
Sarani et al 2022	1S/1D/3C/0L	2 Núcleos / 5 Enrolamentos	40	30 V/30 V/ 65 W	84,5 %	Passivo Sem perdas	$V_i = 30 \text{ V}$	Contínua	2·SF	Baixo
Soltanzadeh e Yousefi 2018	2S/7D/3C/2L	1 Núcleo / 4 Enrolamentos	300	170 V/24 V/ 240 W	91,3 %	Passivo Sem perdas	$V_i = 170 \text{ V}$	Pulsada	SF	Alto
Yang e Do 2017	2S/1D/3C/0L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	42,3	320 V/24 V/ 100 W	94,1 %	Ativo Sem perdas	$V_i + nV_o = 610 \text{ V}$	Pulsada	SF	Alto
Mirzaei e Rezvanyvardom 2020	4S/10D/3C/2L	2 Núcleos / 4 Enrolamentos	100	260 V/11 V/ 110 W	92 %	Passivo Sem perdas	$V_i = 260 \text{ V}$	Contínua	4·SF	Baixo
Bellur e Kazimierczuk 2011	2S/2D/3C/1L	1 Núcleo / 4 Enrolamentos	70	30 V/180 V/ 190 W	92,4 %	Passivo RCD	$\frac{V_o}{n} = 90 \text{ V}$	Contínua	2·SF	Muito Baixo
Conversor Proposto	2S/2D/3C/1L	1 Núcleo / 4 Enrolamentos	70	30 V/180 V/ 190 W	92,4 %	Passivo RCD	$\frac{V_o}{n} = 90 \text{ V}$	Contínua	2·SF	Muito Baixo

* S=Interruptor; D=Diodo; C=Capacitor; L=Indutor; FC=Frequência de comutação; Rend=Rendimento no ponto de máxima potência; Freq=Frequência de comutação; Ond. =Ondulação

Fonte: Autoria própria.

5.10 CONCLUSÃO

O conversor *flyback interleaved* foi desenvolvido com base na mesma célula de comutação do conversor anteriormente apresentado. Todo o equacionamento e a modelagem são apresentados e pode-se observar a semelhança com a topologia anteriormente desenvolvida, umas das características do modelo utilizado.

Os esforços de corrente e tensão nos componentes foram determinados. Pela semelhança com e até igualdades nos resultados obtidos comparados com o conversor *boost-flyback interleaved*, os gráficos normalizados foram omitidos.

Durante a construção do protótipo e dos componentes magnéticos, as considerações de projeto devem ser analisadas. O indutor de entrada e os indutores acoplados foram desenvolvidos com o mesmo tipo de condutor, seguindo as mesmas técnicas, diferindo apenas no tamanho do núcleo e na quantidade de voltas.

Um circuito extra necessita ser inserido, cuja função é dar proteção aos interruptores durante a comutação, visto que ocorrem sobretensões que podem danificar os semicondutores. O *snubber* foi projetado com os devidos cuidados dentro dos limites elétricos operativos.

Apresentados os parâmetros elétricos e as propriedades dos componentes selecionados e construídos, é possível realizar os cálculos de ondulação de corrente e perdas no conversor. Os gráficos contendo os resultados parciais foram omitidos, sendo apresentado apenas o resultado de perdas geral. Para a análise dos interruptores, novamente é considerada somente as perdas de comutação no momento de entrada em condução, pois a mesma bloqueia com ZVS.

Os valores de corrente eficaz e média em todos os componentes foi determinada e tabelada, pois seus valores são utilizados nos cálculos das perdas, as quais foram estabelecidas de maneira individual, para operação em potência nominal, sendo posteriormente distribuídas para visualização dos efeitos de cada componente.

O rendimento do conversor foi medido para uma ampla faixa de operação, levando em consideração três valores distintos de tensão de entrada, resultando em maiores valores conforme a tensão de entrada era elevada. Com base nesses resultados, os cálculos do rendimento ponderados pelo método Europeu e californiano foram apresentados.

Outros testes foram executados para comprovar as características e atributos do conversor, como o equacionamento teórico e corrigido da tensão de saída, o qual se mostrou eficaz, reduzindo de maneira acentuada a diferença para os valores medidos.

Outro experimento comprova que a corrente de entrada sofre pouca influência em

relação à ondulação da tensão no barramento de saída, uma qualidade importante principalmente se o conversor for utilizado no primeiro estágio de um inversor conectado à rede.

Finalmente, buscando confrontar o conversor proposto com outros trabalhos que utilizam a topologia *flyback* como base, são apresentadas comparações das principais características, estabelecendo o projeto proposto como uma opção capaz de atender a diversas aplicações.

6 MPPT PARA OS CONVERSORES BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO

Nesse capítulo serão apresentados os resultados do MPPT para o conversor *boost-flyback interleaved* e *flyback interleaved* desenvolvido. Aproveitando a característica de seguidor de tensão que é inerente à célula de comutação empregada, o buscador do ponto de máxima potência requer apenas a utilização de um sensor de tensão, dispensando qualquer sensoramento da corrente gerada. Seguindo os mesmos critérios, o conversor *boost interleaved* desenvolvido por Soares 2021 também será testado.

6.1 COMPONENTES E CONSIDERAÇÕES

Conforme mencionado anteriormente, os conversores CC-CC podem atuar como uma interface entre os módulos fotovoltaicos e o barramento CC, controlando os processos para que, mesmo com variações nas condições climáticas, o sistema esteja sempre operando no ponto de máxima potência, elevando seu desempenho geral.

Para executar os testes, são necessários equipamentos de aquisição de dados e controle, fontes auxiliares e cargas para compor um barramento CC e injetar a toda a energia gerada, além de fonte geradora que tenha capacidade de emular as características dos módulos fotovoltaicos e gerar curvas não lineares I-V e P-V conforme destacadas na revisão bibliográfica.

6.1.1 Aquisição de sinais e controle

O controle do conversor é realizado pelo DSP da marca Texas Instruments modelo Delfino C2000 F28379D. A programação do controlador é feita pelo *software Code Composer Studio*, um ambiente de desenvolvimento integrado, indicado para uso em processadores embarcados da Texas Instruments, com emulador para programação em tempo real e depuração via USB.

A leitura dos sinais elétricos é feita pela placa de aquisição, o qual utiliza divisor resistivo para redução nível CC, filtros capacitivos e amplificador operacional para reduzir os ruídos até ser interpretado pelo conversor analógico digital (*Analog to Digital Converter – ADC*). O conversor suporta um valor máximo de 3,3 V na porta do ADC, portanto os níveis de tensão devem ser corretamente verificados.

6.1.2 Arranjos fotovoltaicos

Para emular módulos ou arranjos fotovoltaicos foi utilizada a fonte de alimentação CC programável da marca BK Precision, modelo PVS60085, exibida na Figura 124.

Figura 124 – Fonte simuladora de arranjo fotovoltaico.



Fonte: Autoria própria.

Para a utilização do equipamento, é importante a instalação do *software* “*Solar Array Simulator*”. A fonte pode ser conectada a um computador via cabo MD9 USB AM/BM.

Inicializado o *software*, o usuário tem a possibilidade de configurar os parâmetros de utilização, inserindo as características elétricas de um módulo ou arranjo fotovoltaico, além do perfil de irradiância e temperatura desejados. Os principais parâmetros elétricos da fonte estão resumidos na Tabela 13.

Tabela 13 – Principais parâmetros elétricos da fonte simuladora de painéis fotovoltaicos.

Grandeza elétrica	Valor máximo
Potência máxima	5,1 kW
Tensão máxima	600 V
Corrente máxima	8,5 A

Fonte: Autoria própria.

6.1.3 Barramento CC

Para manter a tensão no barramento CC estável, controlada e dentro de um valor

seguro, é utilizada uma segunda fonte de tensão CC, a qual fica conectada em paralelo com o protótipo e com a carga.

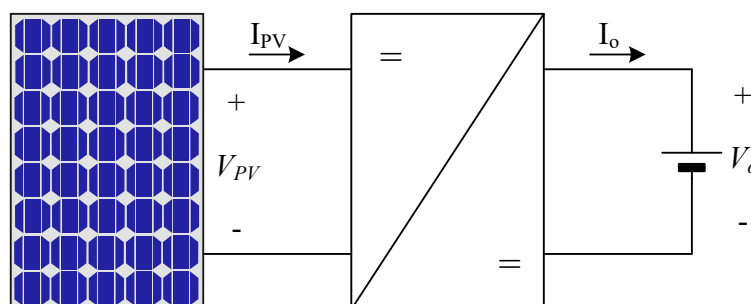
Além da fonte, o barramento CC é composto por resistores de potência com resistência variável de 0 a 100 Ω e/ou resistores de potência com resistência fixa de 300 Ω , interconectados em série e/ou em paralelo até atingir o patamar de trabalho desejado.

6.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MPPT

Conforme mencionado anteriormente, o conversor CC-CC atua como uma interface entre os módulos fotovoltaico e o barramento CC. Também foi exposto que as condições climáticas apresentam variações a todo instante, e a função do conversor, por meio da programação do MPPT, é manter o sistema operando no ponto de máxima potência durante todo o tempo de funcionando.

Uma maneira simplificada de representar esse sistema fotovoltaico é ilustrada na Figura 125. O módulo fotovoltaico com sua tensão e corrente (V_{PV} e I_{PV} , respectivamente), são os parâmetros de entrada em um conversor CC-CC que regula esses valores e gera uma tensão e corrente de saída (V_o e I_o , respectivamente).

Figura 125 – Representação de um gerador fotovoltaico e um conversor CC-CC.



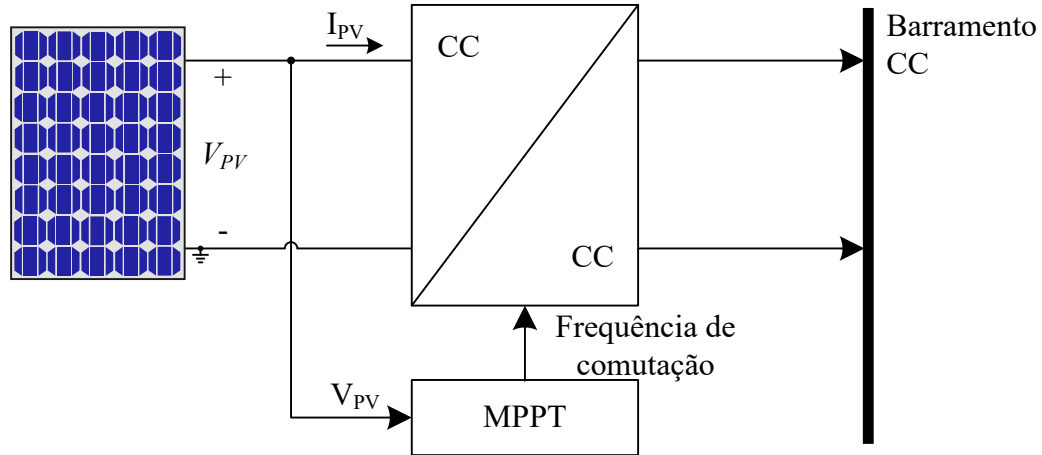
Fonte: Autoria própria.

O princípio de funcionamento do conversor *boost-flyback*, exposto no capítulo 3, destaca que a topologia desenvolvida funciona com modulação em frequência, ou seja, a regulação é feita ao modificar a frequência de comutação mantendo a razão cíclica em um valor fixo, nesse caso 0,5.

Para aplicações em MPPT, o sistema de controle do conversor recebe o valor da tensão gerada e a partir da estimativa da potência atua de forma a variar a frequência de comutação, conforme ilustrado pelo diagrama de blocos na Figura 126. A energia gerada é então injetada

em um barramento CC podendo ser utilizada da maneira mais apropriada ao usuário.

Figura 126 – Diagrama de blocos do controle do MPPT.



Fonte: Autoria própria.

A corrente de entrada do conversor *boost-flyback* foi determinada em (19), e depende de parâmetros construtivos e operacionais do conversor. A partir dessa validação, obtém-se (149), podendo ser simplificado conforme em (150).

$$I_{PV} = \frac{V_{PV}}{4 \cdot L_M \cdot f_s} \rightarrow \frac{V_{PV}}{I_{PV}} = 4 \cdot L_M \cdot f_s \quad (149)$$

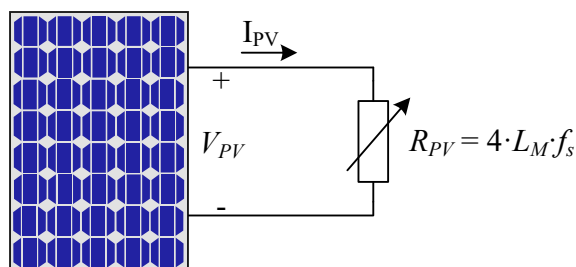
$$R_{PV} = 4 \cdot L_M \cdot f_s \quad (150)$$

Em que R_{PV} é a resistência equivalente ou resistência fotovoltaica do conversor, cujo valor pode ser ajustado em função de outras variáveis.

Conforme mencionado anteriormente, os conversores desenvolvidos a partir da célula de comutação possuem a característica de serem seguidores de tensão, ou seja, eles apresentam um comportamento resistivo. Baseado nesse conceito, o conversor pode ser modelado de maneira simplificada como uma fonte e uma resistência variável dependente da indutância de magnetização dos indutores acoplados e da frequência de comutação, conforme ilustrado na Figura 127.

A partir do modelo simplificado desenvolvido, o MPPT pode ser visto como um sintonizador da resistência fotovoltaica, R_{PV} , o qual opera alterando a frequência de comutação, visto que o outro parâmetro é construtivo e se mantém em um valor fixo.

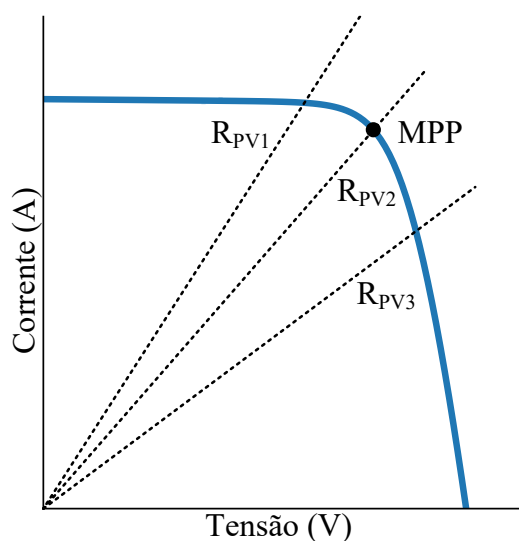
Figura 127 – Simplificação do conversor fotovoltaico desenvolvido a partir de uma fonte e uma resistência variável.



Fonte: Autoria própria.

A medida que o controle varia a frequência de comutação, o conversor trabalha em distintos pontos de operação, podendo ser ou não o de maior potência, conforme os casos demonstrados na Figura 128. R_{PV2} representa a combinação apropriada para o funcionamento no MPP, enquanto R_{PV1} e R_{PV3} estão deslocados e precisam ser melhor ajustados.

Figura 128 – Resistência equivalente do conversor desenvolvido com relação à posição do MPP.



Fonte: Autoria própria.

O objetivo final do controlador MPPT é primeiramente atingir e depois se manter operando no ponto de máxima potência, no entanto, nos momentos em que ocorrem variações nas condições climáticas é possível que o conversor necessite algum instante de tempo maior para se adequar às mudanças, podendo momentaneamente operar fora do ponto de máxima potência, como são os casos representados por R_{PV1} e R_{PV3} , na Figura 128.

Em aplicações reais para sistemas instalados ao ar livre, é muito improvável que o MPP fique rigorosamente estável por um longo período, levando o conversor a apresentar variações do ponto de operação a todo momento, por menores que sejam.

6.2.1 Limites de operação do MPPT

Com base na modelagem equivalente do conversor desenvolvida na Figura 127 e a determinação da resistência equivalente em (150), é possível determinar θ_{PV} , o ângulo de rastreamento do conversor, conforme calculado em (151).

$$\theta_{PV} = \text{atan}\left(\frac{1}{R_{PV}}\right) = \text{atan}\left(\frac{1}{4 \cdot L_M \cdot f_s}\right) \quad (151)$$

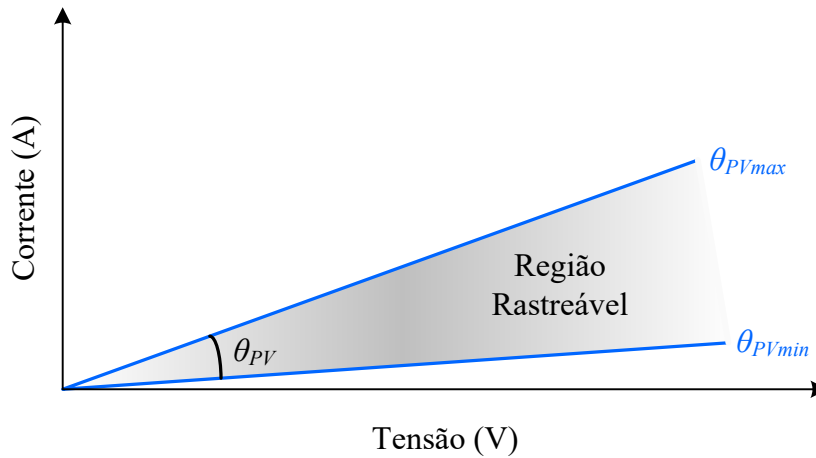
Os limitantes superiores e inferiores (máximos e mínimos) do conversor são obtidos em (152) e (153).

$$\theta_{PV_{min}} = \text{atan}\left(\frac{1}{4 \cdot L_M \cdot f_{s_{max}}}\right) \quad (152)$$

$$\theta_{PV_{max}} = \text{atan}\left(\frac{1}{4 \cdot L_M \cdot f_{s_{min}}}\right) \quad (153)$$

Os valores de ângulos obtidos em (152) e (153) definem a região de rastreamento do MPPT, indicando quais os valores máximos e mínimos da faixa de operação, conforme destacado na Figura 129.

Figura 129 – Limite de operação do MPPT com base no cálculo dos ângulos máximo e mínimo.



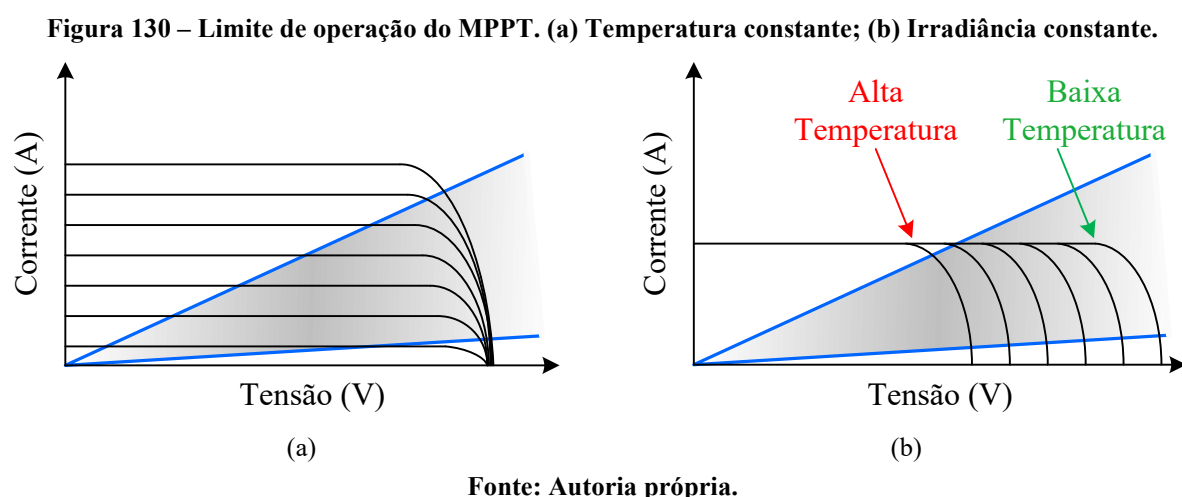
Fonte: Autoria própria.

Para o caso dos conversores propostos, há duas maneiras de alterar a delimitação da

região rastreadável. A primeira é modificando construtivamente a indutância de magnetização, ou seja, reconstruindo os indutores acoplados, enquanto a segunda é expandindo as limitações da frequência de comutação, uma solução computacional. É sempre importante verificar os limites de frequência dos componentes utilizados.

Variações na frequência de comutação mínima alteram o ângulo máximo e modificam a região rastreadável para os casos de potência e corrente mais altas, enquanto a frequência de comutação máxima, está associada ao ângulo mínimo e modificam a região rastreadável para os casos de potência e corrente mais baixas.

A região rastreadável delimita a faixa de operação do MPPT do conversor para os casos mais extremos de irradiâncias e temperatura, conforme representado na Figura 130(a) Figura 130(b).



Com base nessa análise, o conversor poderá demonstrar limitações quando requisitado a operar com valores de irradiância extremamente altos ou baixos, Figura 130(a), ou temperaturas muito altas, Figura 130(b).

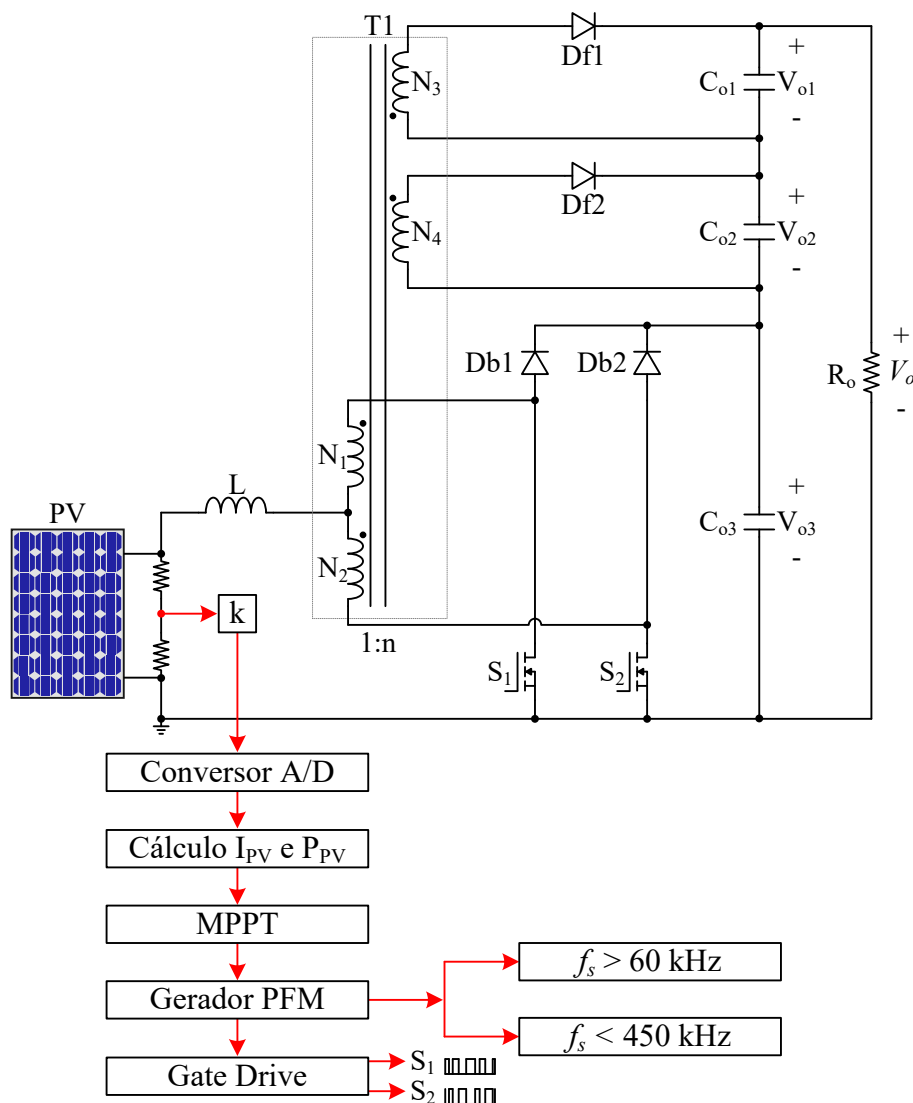
6.3 MPPT PARA CONVERSOR *BOOST-FLYBACK INTERLEAVED*

O conversor *boost-flyback* modificado com a fonte de entrada fotovoltaico está ilustrado na Figura 131. Estão também destacadas as etapas de operação do MPPT e a programação de segurança limitando a frequência de comutação.

A tensão fotovoltaica gerada é lida instantaneamente pelo ADC do DSP. Contudo, as portas do controlador não podem receber sinais com tensões superiores a 3,3 V, por isso, é inserido um divisor resistivo na sua entrada, *DR*, cuja função é reduzir o sinal

proporcionalmente ao seu valor de entrada.

Figura 131 – Conversor *boost-flyback interleaved* e as etapas de operação do MPPT.



Fonte: Autoria própria.

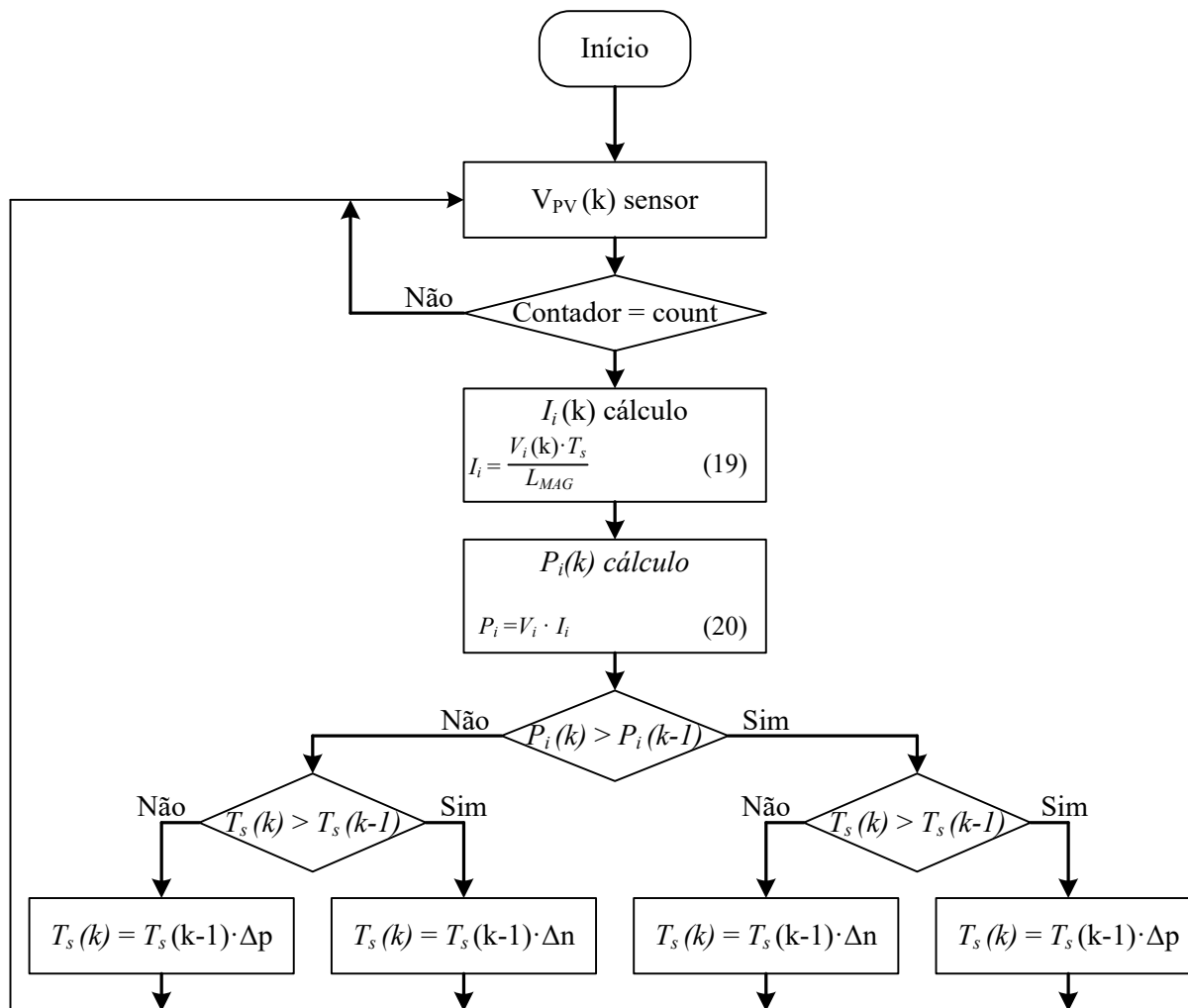
O valor da tensão fotovoltaica é armazenado em uma variável. Em cada ciclo novo, um contador é acionado para reduzir a oscilação do buscador, o que geralmente ocorre quando o ponto de máxima potência é encontrado e o controlador fica variando ao seu redor sem que houvesse mudanças efetivas de potência gerada.

Quando o contador é finalizado, o DSP calcula a média de todos os valores de tensão lidos e a partir disso calcula a corrente e a potência de entrada, utilizando as equações (27) e (28), respectivamente. Os valores de período de comutação também são salvos constantemente a cada ciclo. A frequência de aquisição de dados e de operação do controle é de 25 kHz.

O novo valor de potência calculado é então comparado com o valor de potência

determinado no ciclo anterior. O mesmo acontece com o período de comutação, cujo valor atual é comparado com o valor anterior. Dessa forma, o controlador faz sua tomada de decisão com base no fluxograma apresentado na Figura 132.

Figura 132 – Fluxograma do MPPT proposto para o conversor *boost-flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Para a tomada de decisão, primeiramente é averiguado se o valor de potência gerada nesse ciclo é maior do que o anterior. Em caso positivo, se o período de comutação também aumentou, seu valor é multiplicado por um delta maior do que um, Δp , para que aumente ainda mais. Caso o período de comutação tenha diminuído, é multiplicado por um delta menor do que um, Δn , para que continue diminuindo. Nesse caso, $\Delta p=1,04$ e $\Delta n=0,92$.

Em caso de a potência atual ser menor do que a calculada no ciclo anterior, se o período de comutação aumentar, é aplicado um delta menor do que um, caso o período de comutação tenha diminuído, é aplicado um delta maior do que um.

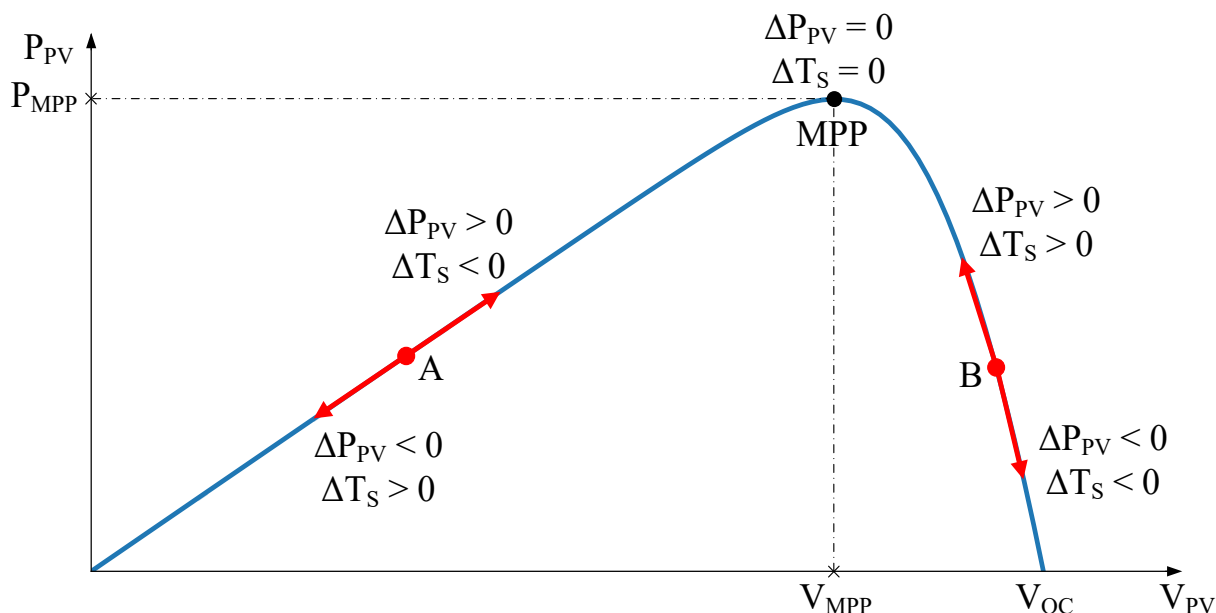
Após finalizado o teste para determinar se o novo período de comutação deve ser maior ou menor do que o anterior, o valor é atualizado nos interruptores. Assim sucessivamente até o controlador localizar o MPP.

Pelo fato de não necessitar sensor de corrente, o MPPT proposto, a partir dos sinais de tensão aquisitados, faz a estimação da corrente e automaticamente da potência gerada. Nesse caso, utiliza-se a equação da corrente ideal, (19), o que torna desprezível a influência dos parâmetros intrínsecos e não modelados do conversor.

A partir da utilização do equacionamento real, os efeitos de envelhecimento dos componentes, os quais alteram seus parâmetros, bem como a variação natural da indutância de magnetização, causada pelo aquecimento do componente não afetam o correto funcionamento do MPPT a curto nem a longo prazo.

Uma outra forma de visualizar o princípio de operação é introduzida na Figura 133. Caso o conversor esteja operando no ponto “A”, o objetivo é elevar a potência e reduzir o período de comutação. Para o caso de o conversor estar operando no ponto “B”, o objetivo é elevar a potência e elevar o período de comutação.

Figura 133 – Princípio de operação do MPPT proposto.



Fonte: Autoria própria.

Quando o MPP é alcançado, o conversor deve operar de maneira estável, sem variação de potência e nem de período de comutação.

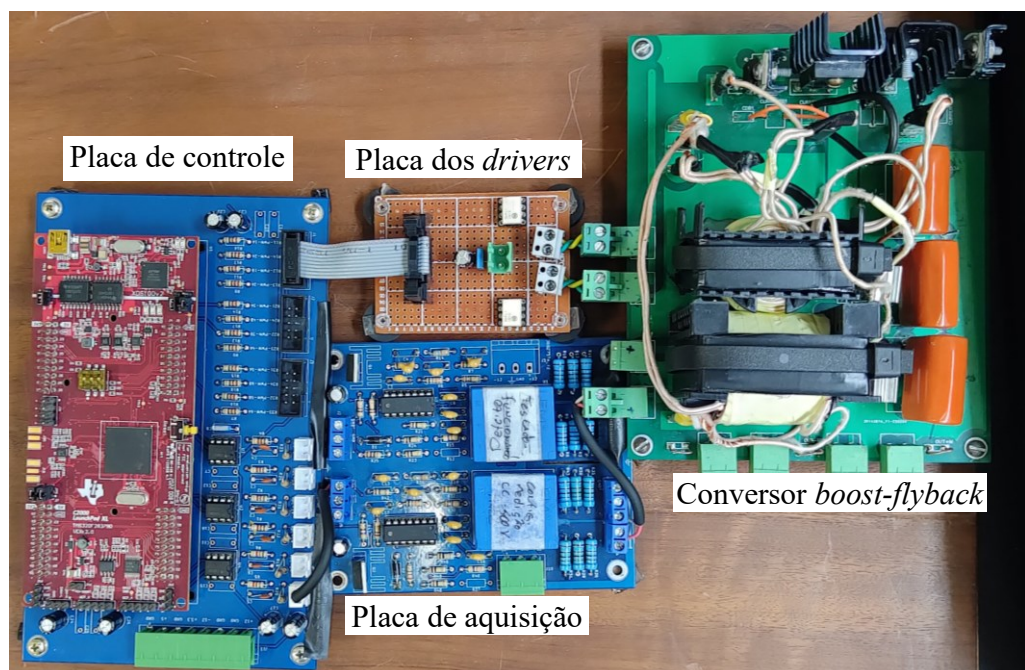
Dentre as diversas metodologias existentes, as quais foram apresentadas anteriormente, o MPPT proposto nesse trabalho é baseado na técnica de P&O.

Tabela 14 – Parâmetros do protótipo do conversor *boost-flyback interleaved* para os testes de MPPT.

Parâmetro	Valor
Potência de saída	$P_o = 40 \text{ W}$ a 490 W
Tensão de entrada	$V_i = 40 \text{ V}$ a 70 V
Tensão de saída	$V_o = 480 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 60 \text{ kHz}$ a 450 kHz
Capacitores de saída	$C_{o1} = C_{o2} = C_{o3} = 6,8 \mu\text{F}$ – poliéster
Indutor	$L = 250 \mu\text{H}$; 50 voltas; Litz 2x270x0,08 mm ETD-49/25/16 – N87
Indutores Acoplados	$L_M = 22 \mu\text{H}$; $L_{MAG} = 88 \mu\text{H}$; $L_{LK} = 0,35 \mu\text{H}$; $N_1/N_2 = 5/13$; $n = 2,6$; N_1 =litz 2x270x0.08 mm; N_2 =litz 1x180x0.08 mm; Núcleo de ferrite ETD 49/25/16 – 3C90
Diodos do <i>boost</i> Db1 e Db2	MBR40250G
Diodos do <i>flyback</i> Df1 e Df2	MUR840
Interruptores S_1 e S_2	C2M0025120
Drivers	FOD3180
DSP	F28379D Texas Instruments

Fonte: Autoria própria.

Figura 134 – Protótipo em conjunto com as placas de aquisição de sinal, de controle e dos *drivers*.



Fonte: Autoria própria.

6.3.1 Definições de projeto para o MPPT do conversor *boost-flyback interleaved*

Na Tabela 14, são apresentados os parâmetros do conversor, como também são especificados os componentes utilizados, bem como seus modelos, propriedades e características. Comparado com a Tabela 2, observa-se são os mesmos componentes. O que varia nesse caso é que a tensão de entrada e o período de comutação não são valores fixos, e foram substituídos por uma faixa de operação.

O módulo de aquisição de sinais, a placa do controle com o DSP utilizado bem como o protótipo do conversor *boost-flyback interleaved* (o mesmo do capítulo anterior) são exibidos na Figura 134.

As características do gerador fotovoltaico, inseridos na fonte simuladores e utilizado nos testes do MPPT, de acordo com o STC, estão indicadas na Tabela 15.

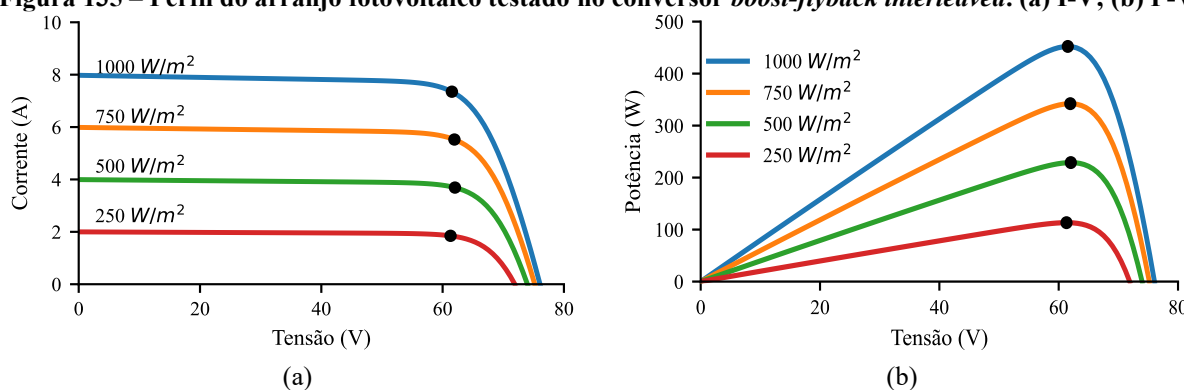
Tabela 15 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor *boost-flyback interleaved*.

Grandeza elétrica	Valor
Potência máxima	$P_{MPP} = 450 \text{ W}$
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{MPP} = 60 \text{ V}$
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{MPP} = 7,8 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{OC} = 75 \text{ V}$
Corrente de curto-circuito	$I_{SC} = 8,5 \text{ A}$

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 135, são apresentadas as características I-V e P-V do arranjo fotovoltaico utilizado nos testes do MPPT.

Figura 135 – Perfil do arranjo fotovoltaico testado no conversor *boost-flyback interleaved*. (a) I-V; (b) P-V.



Fonte: Autoria própria.

6.3.2 Resultados experimentais do MPPT do conversor *boost-flyback interleaved*

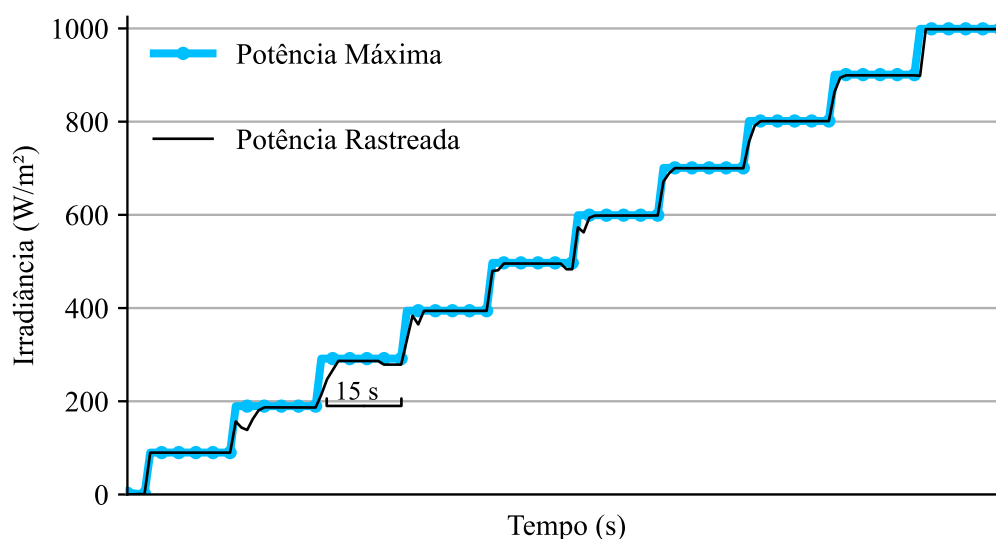
Para testar o MPPT desenvolvido, inicialmente foram criados alguns perfis não-naturais de irradiância, posteriormente inseridos na fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos, gerando curvas I-V e P-V. Esses perfis são compostos por degraus fixos de irradiância ou temperatura, mantidos por um longo período.

Para demonstração dos resultados, são apresentados gráficos com duas linhas. A de coloração preta representa a potência rastreada pelo MPPT, também pode ser entendida como a potência que está sendo efetivamente transferida pelo conversor. A linha de coloração azul clara indica o nível de potência máxima para cada caso.

O objetivo do teste é que a linha de coloração preta esteja o mais próximo possível da de cor clara. O resultado é considerado positivo quando ambas estão sobrepostas, o que indica que o rastreador encontrou com sucesso o ponto de máxima potência para as condições específicas. É discutido o tempo que decorre para o rastreador encontrar o ponto de máxima potência, bem como se ele mantém essa operação inerte.

O primeiro teste é realizado assumindo um acréscimo da irradiância em degraus pré-definidos e constantes. Inicia-se em 0 W/m², aumentando 100 W/m² a cada 15 segundos até atingir o valor máximo de 1.000 W/m², conforme apresentado na Figura 136. Propositamente foi escolhido um alto tempo em cada patamar antes dos acréscimos de irradiância, dando ao conversor condições suficiente para encontrar o ponto de máxima potência e operar de maneira estável.

Figura 136 – MPPT do conversor *boost-flyback interleaved* para perfil de irradiância crescente.

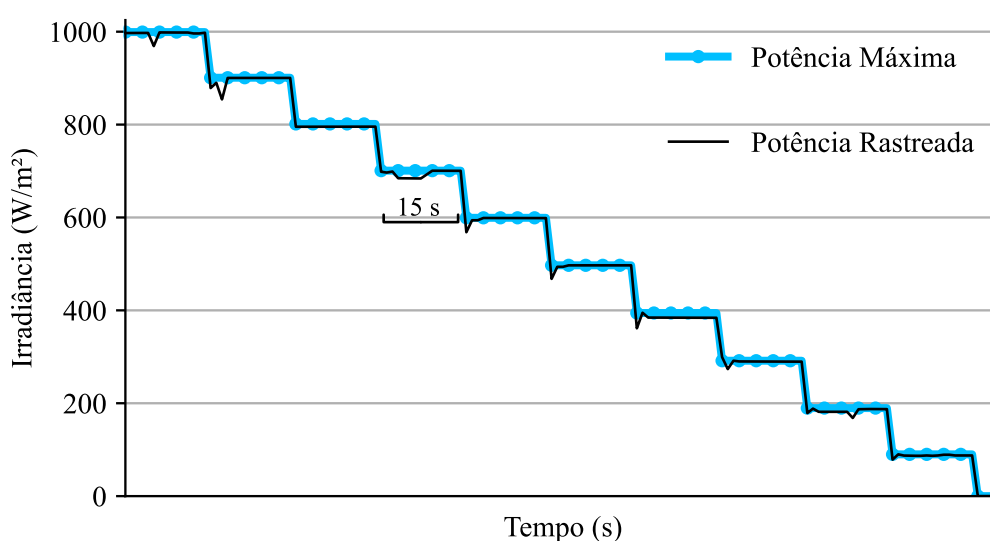


Fonte: Autoria própria.

O sistema de rastreamento atinge o ponto de máxima potência exitosamente em todos os patamares. Em algumas transições surgem instabilidades, porém sempre corrigido rapidamente.

O segundo teste realizado é muito semelhante ao primeiro, porém nesse caso há um decréscimo da irradiância em degraus pré-definidos e constantes. O ensaio é iniciado em seu valor máximo de 1.000 W/m^2 , diminuindo 100 W/m^2 a cada 15 segundos, até atingir o valor mínimo 0 W/m^2 , conforme ilustrado na Figura 137.

Figura 137 – MPPT do conversor *boost-flyback interleaved* para perfil de irradiância decrescente.



Fonte: Autoria própria.

Semelhante ao primeiro teste, a potência é corretamente rastreada. Alguns momentos de variação podem ser observados, principalmente imediatamente após a transição, no entanto, são corrigidos para manter a operação estável.

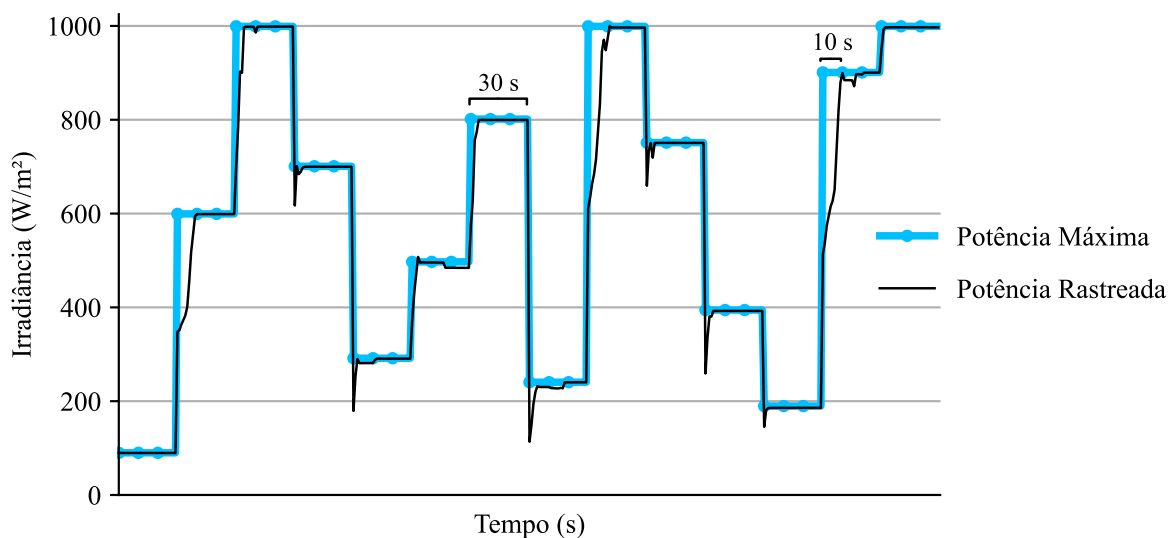
O terceiro teste realizado apresenta variações aleatórias dos patamares de irradiância, e nesse caso, excepcionalmente, cada nível é mantido por 30 segundos, conforme apresentado na Figura 138.

Este teste tem como intuito analisar o funcionamento do MPPT para situações em que há uma abrupta variação de irradiância, fato mais exaltado na penúltima transição, variando de 200 W/m^2 para 900 W/m^2 , em que são necessários aproximadamente 10 segundos para atingir o MPP.

Quando ocorrem variações mais severas, o conversor requer mais tempo para atingir o MPP e a estabilidade, pois a diferença entre as frequências de comutação também é mais acentuada, no entanto, observa-se que para todos os estágios se atinge o ponto de máxima

potência e a operação segue de maneira estável.

Figura 138 – MPPT do conversor *boost-flyback interleaved* para perfil de irradiância aleatório.



Fonte: Autoria própria.

Os patamares são mantidos por um tempo maior buscando garantir que se atinja o MPP, além disso, tenha tempo suficiente para demonstrar que após a transição opera-se de maneira estável.

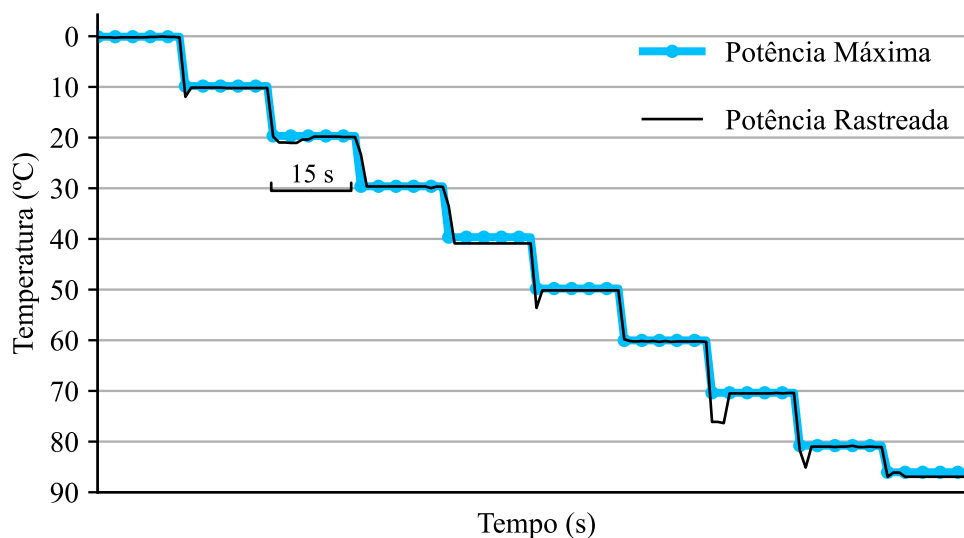
Com variações mais abruptas, como é o caso da penúltima transição, o MPPT necessita um período mais longo para atingir a estabilidade, quando comparado aos dois testes anteriores. No entanto, para todos os estágios o conversor se estabiliza no ponto de máxima potência.

Além da irradiância, a temperatura também influencia na geração de energia fotovoltaica, conforme explicado na revisão bibliográfica. Para esses casos, o aumento da temperatura resulta em diminuição da potência gerada, bem como a diminuição da tensão de máxima potência.

Para o quarto teste, foi desenvolvido um padrão de variação de temperatura com acréscimos em degraus pré-definidos e constantes. Nesse caso, a irradiância assume valor constante de 750 W/m^2 . Novamente com variações de patamar a cada 15 segundos, a temperatura é acrescida de $10 \text{ }^\circ\text{C}$, iniciando em $0 \text{ }^\circ\text{C}$ e finalizando em $85 \text{ }^\circ\text{C}$, o valor máximo que pode ser inserido na fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos. O resultado desse teste é exposto na Figura 139.

Para temperaturas mais baixas, o conversor opera de maneira mais estável, no entanto, conforme a temperatura se eleva ficam mais evidentes algumas oscilações, as quais são corrigidas e estabilizadas.

Figura 139 – MPPT do conversor *boost-flyback interleaved* para perfil de temperatura crescente com irradiância constante de 750 W/m^2 .

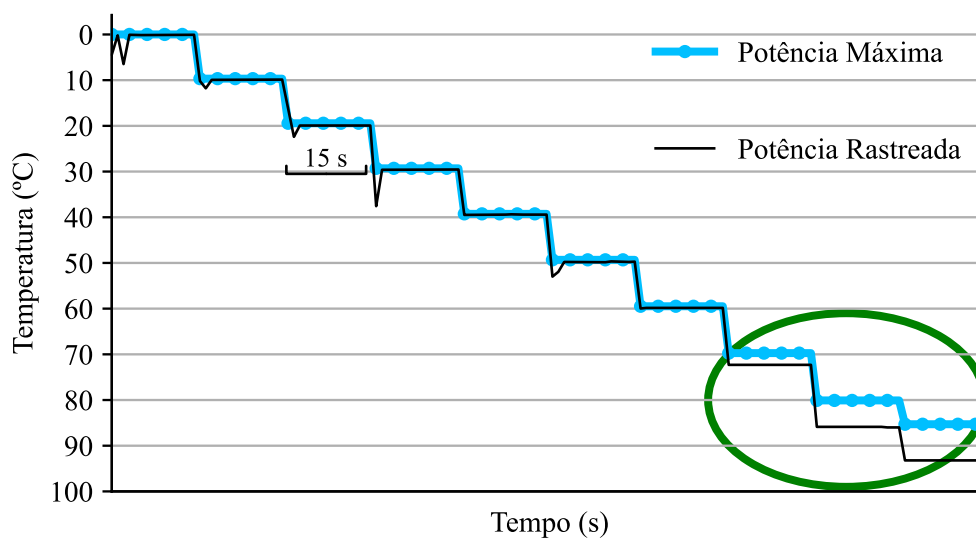


Fonte: Autoria própria.

Com a irradiância mantida fixa, conforme a temperatura aumenta, a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico se reduz, por isso o gráfico é apresentado com a escala de temperatura invertida.

O mesmo teste é repetido mantendo a irradiância com valor constante de 1.000 W/m^2 . Todos os outros parâmetros são preservados. O resultado está exibido na Figura 140.

Figura 140 – MPPT do conversor *boost-flyback interleaved* para perfil de temperatura crescente com irradiância constante de 1.000 W/m^2 .



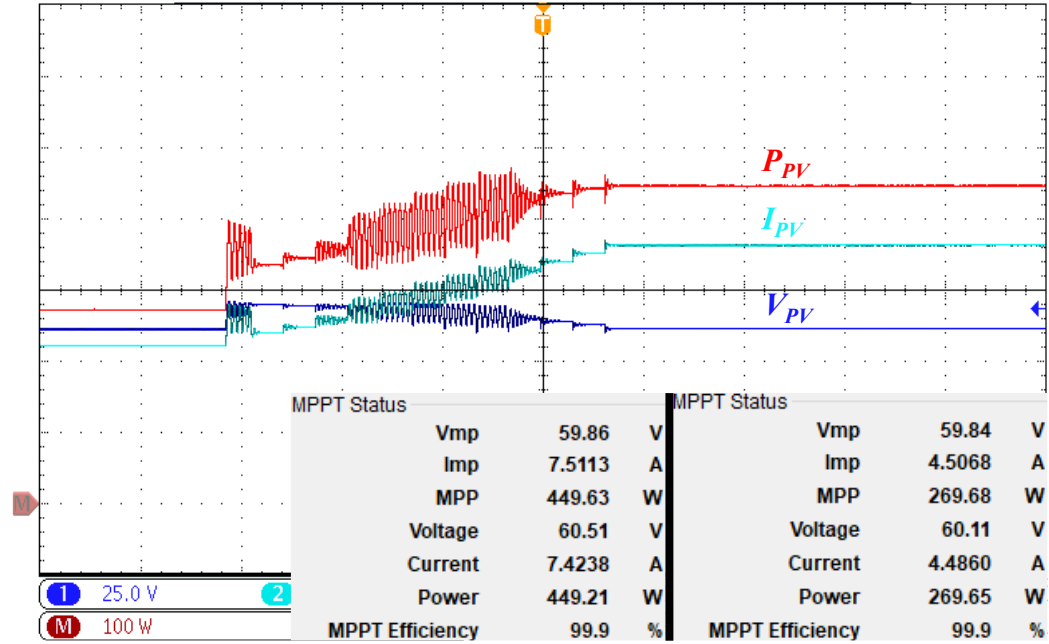
Fonte: Autoria própria.

Para temperaturas superiores a 60°C , observa-se que o conversor trabalha de maneira estável, porém se afastando do MPP. Para esses casos, passa-se a operar fora da região

rastreável pelo MPPT, ou seja, foi atingido o limite de operação. Uma maneira de corrigir seria definido um novo limite inferior para a frequência de comutação em (153), cujo valor deve ser menor do que o atual.

Uma outra maneira de se observar a resposta do MPPT durante a transição de irradiância é utilizando o osciloscópio, pois contém muito mais pontos de amostragem, o que possibilita melhor entendimento e acompanhamento do fenômeno. Na Figura 141, é inserido o resultado de um teste realizado com aumento instantâneo de irradiância de 600 W/m² para 1.000 W/m².

Figura 141 – Resposta da tensão, corrente e potência para um aumento de 400 W/m² na irradiância.



$V_{PV} = 25 \text{ V/div} - I_{PV} = 2 \text{ A/div} - P_{PV} = 100 \text{ W/div} - 1 \text{ s/div}.$

Fonte: Autoria própria.

O conversor necessita aproximadamente 4 segundos para atingir o MPP, para então seguir com sua operação estável. Uma avaliação das grandezas medidas demonstra que após a variação da irradiância, todas apresentam um comportamento imediatamente oscilante. Depois do transitório, a corrente e a potência se estabilizam em um nível mais alto, ao contrário da tensão, a qual se estabiliza em um valor praticamente igual ao do início do teste. Conforme descrito na revisão bibliográfica, esse é o comportamento normal de um arranjo fotovoltaico durante mudanças na irradiância, em que a tensão apresenta uma pequena faixa de variação, ao contrário da corrente.

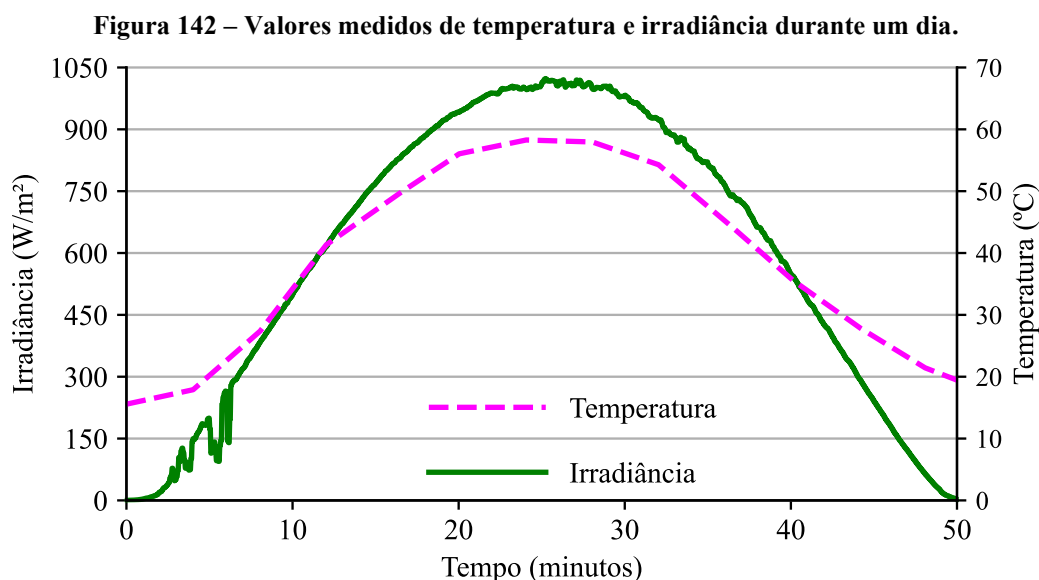
Além da resposta transitória vista pelo osciloscópio, na Figura 141 também são

exibidos os resultados fornecidos pela fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos, tanto para o momento anterior quanto posterior ao aumento abrupto da irradiância. São exibidos os valores ótimos de tensão, corrente e potência (V_{mp} , I_{mp} e MPP respectivamente) e os valores instantâneos de tensão, corrente e potência (voltage, current e power respectivamente). Comparando os valores teóricos máximos com os reais, é possível notar a similaridade, beirando a igualdade.

A última informação disponibilizada pela fonte é a avaliação em tempo real do desempenho do MPPT (*MPPT efficiency*), calculada pela diferença entre a potência ótima e a gerada, confirmando que o conversor está operando no MPP em ambos os casos.

Para analisar o funcionamento do MPPT com dados reais, foram aquisitadas medições de irradiância e temperatura de uma estação solarimétrica instalada na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, em Curitiba, escolhidos por representarem um dia ensolarado, porém com um pouco de instabilidade de nuvens no começo da manhã.

Na Figura 142, o gráfico contendo os valores de irradiância e temperatura medida nos módulos fotovoltaicos, é apresentado. Esses dados contemplam a medição dessas grandezas entre 6:30 e 18:30 horas, período de tempo equivalente a um dia completo de operação do sistema fotovoltaico.



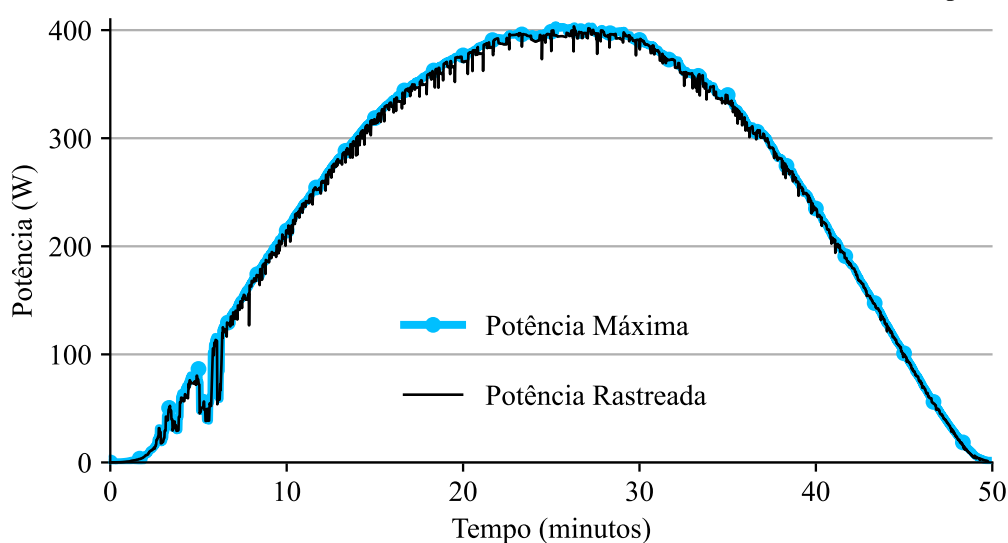
Fonte: Autoria própria.

Os dados de irradiância são disponibilizados a cada um minuto e os de temperatura no módulo, a cada dez minutos. No entanto, os dados foram comprimidos para que se pudesse emular um teste reduzido, dentro de um intervalo de 50 minutos.

Para essa data em específico, a temperatura nos módulos fotovoltaicos apresentou valor mínimo de 15,5 °C no início do dia, até valor máximo de 58,2 °C, próximo ao meio-dia, mesmo horário em que a irradiância atingiu seu valor de pico, 1.023 W/m².

Os dados apresentados na Figura 142 foram inseridos na fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos. Mantendo o padrão de cores dos primeiros testes, o resultado do MPPT com valores reais de irradiância e temperatura está ilustrado na Figura 143.

Figura 143 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura.



Fonte: Autoria própria

As linhas do gráfico se sobrepõem durante toda a faixa de operação, atestando que o sistema está funcionando da maneira projetada. Em alguns pontos observam-se picos inferiores da potência rastreada, os quais são os momentos de transição do ponto de operação.

Para quantificação dos resultados obtidos, a eficiência média do MPPT proposto, nesse caso, considerando apenas o intervalo de tempo quando a potência é superior a 50 W, é de 98,50%. Esse cálculo é realizado a partir da planilha de dados disponibilizado pela fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos.

Os cálculos de rendimento ponderado com base nas equações da Comissão Europeia (EURO) e da Comissão de Energia da Califórnia (CEC), foram realizados anteriormente e divulgados na Tabela 5.

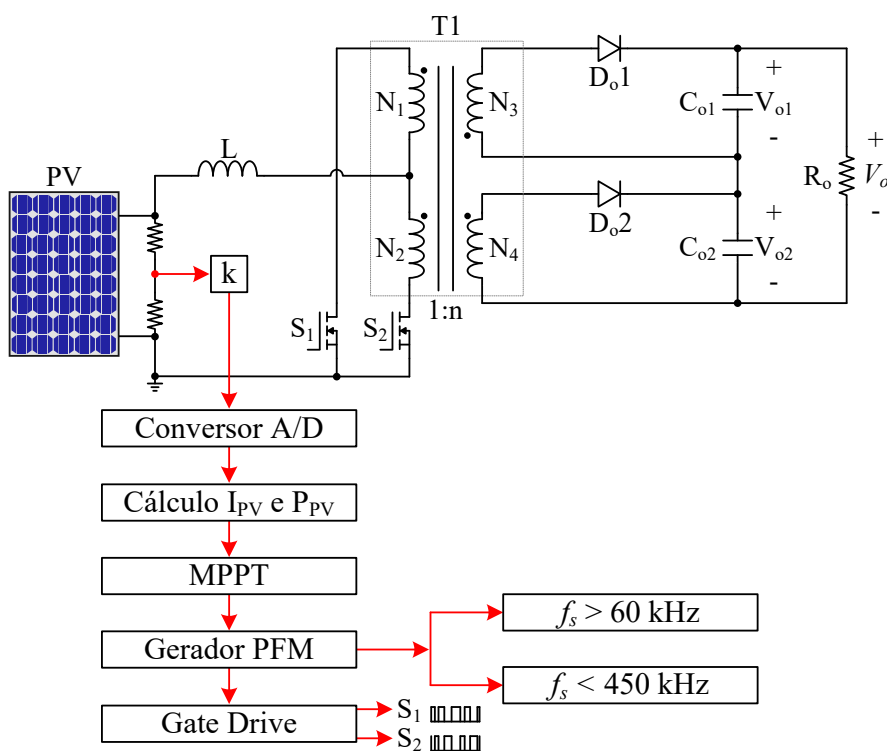
Considerando a potência fotovoltaica de entrada ilustrada na Figura 143, levando em consideração somente os momentos em que os valores forem superiores a 50 W, e linearizando os resultados de rendimento exibidos na Figura 92, o conversor apresenta um rendimento final, para o dia inteiro de operação, de 96,18%.

6.4 MPPT PARA CONVERSOR *FLYBACK INTERLEAVED*

O conversor *flyback interleaved* modificado com a fonte de entrada fotovoltaico está ilustrado na Figura 144. Estão também destacadas as etapas de operação do MPPT e a programação de segurança limitando a frequência de comutação.

As etapas de operação são iguais às do conversor *boost-flyback interleaved* descritas na Figura 131, incluindo os cálculos e os limites da frequência de comutação. O fluxograma também segue a mesma lógica introduzida na Figura 132, sendo alterados apenas os valores do contador e de Δp e Δn , nesse caso, 1,05 e 0,92, respectivamente. Finalmente, o princípio de operação é análogo ao apresentado na Figura 133.

Figura 144 – Conversor *flyback interleaved* e as etapas de operação do MPPT.



Fonte: Autoria própria.

6.4.1 Definições de projeto para o MPPT do conversor *flyback interleaved*

Na Tabela 16, são apresentados os parâmetros do conversor, com a especificação dos componentes utilizados, bem como seus modelos e propriedades características. O protótipo foi ilustrado no capítulo anterior na Figura 113, e as placas de controle, aquisição de dados e dos *drivers* dos interruptores são as mesmas utilizadas para o conversor *boost-flyback*, equivalente à Figura 132.

Tabela 16 – Parâmetros do protótipo do conversor *flyback interleaved* para os testes de MPPT.

Parâmetro	Valor
Potência de saída	$P_o = 20 \text{ W a } 200 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_i = 20 \text{ V a } 37,5 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 180 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 60 \text{ kHz a } 450 \text{ kHz}$
Capacitores de saída	$C_{o1} = C_{o2} = 4,7 \text{ } \mu\text{F}$ – poliéster
Indutor	$L = 250 \text{ } \mu\text{H}$; 30 voltas; Litz 2x270x0,08 mm ETD-44/22/15 – 3C90
Indutores Acoplados	$L_M = 12,8 \text{ } \mu\text{H}$; $L_{MAG} = 51,2 \text{ } \mu\text{H}$; $L_{LK} = 0,2 \text{ } \mu\text{H}$; $N1/N2 = 4/8$; $n = 2$; $N1 = \text{litz } 2 \times 270 \times 0,08 \text{ mm}$; $N2 = \text{litz } 1 \times 270 \times 0,08 \text{ mm}$; Núcleo de ferrite ETD 39/20/13 – N97
Diodos do <i>flyback</i> Df1 e Df2	MUR840
Interruptores S_1 e S_2	C2M0025120
Drivers	FOD3180
DSP	F28379D Texas Instruments

Fonte: Autoria própria.

As características do gerador fotovoltaico para o conversor *flyback interleaved*, inseridos na fonte simuladores e utilizado nos testes do MPPT, de acordo com o STC, estão indicadas na Tabela 17.

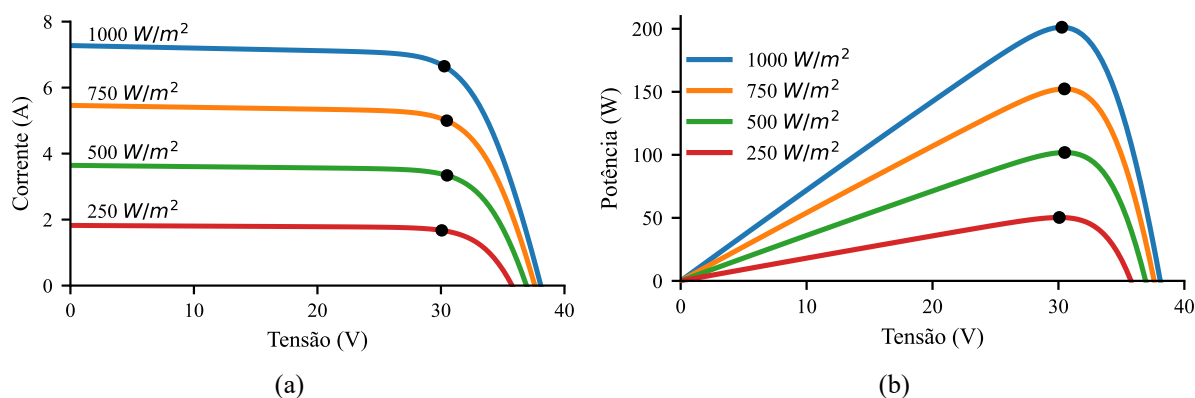
Tabela 17 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor *flyback interleaved*.

Grandeza elétrica	Valor
Potência máxima	$P_{MMP} = 200 \text{ W}$
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{MPP} = 30 \text{ V}$
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{MPP} = 6,6 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{OC} = 37,5 \text{ V}$
Corrente de curto-circuito	$I_{SC} = 7,3 \text{ A}$

Fonte: Autoria própria.

As características I-V e P-V do arranjo fotovoltaico utilizado nos testes do MPPT estão ilustradas na Figura 145.

Figura 145 – Perfil do arranjo fotovoltaico testado no conversor *flyback interleaved*. (a) I-V; (b) P-V.



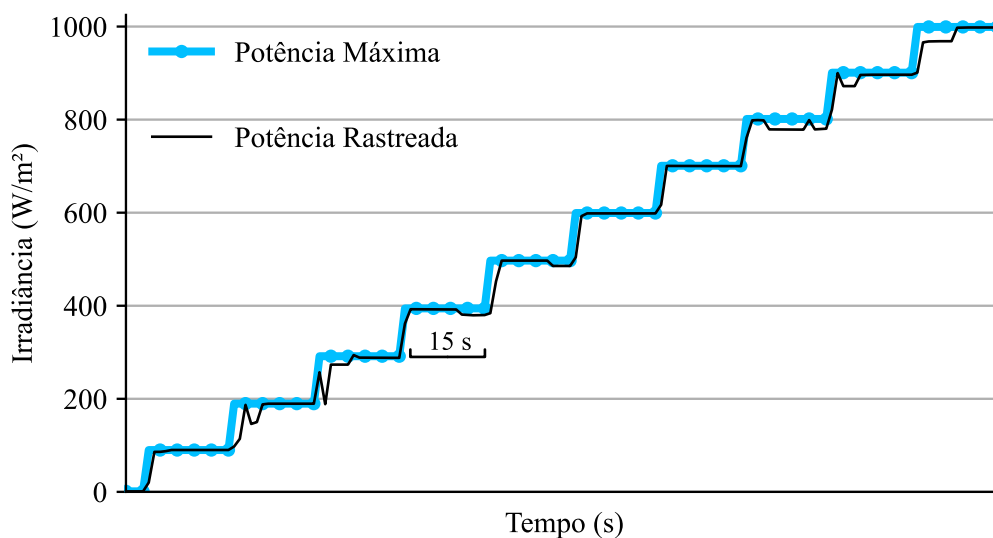
Fonte: Autoria própria.

6.4.2 Resultados experimentais do MPPT do conversor *flyback interleaved*

Para testar o MPPT desenvolvido, serão usados inicialmente os mesmos perfis não naturais de irradiância. Adicionalmente, será aplicado o mesmo padrão de cores dos testes anteriores, em que a linha de coloração preta representa a potência rastreada pelo MPPT, e a linha de coloração azul clara indica o nível de potência máxima para cada caso.

Seguindo a ordem do conversor anterior, análogo à Figura 136, o primeiro teste é realizado a partir de degraus crescentes e pré-definidos de irradiância, iniciando em 0 W/m² até atingir o valor máximo de 1.000 W/m², resultando na Figura 146.

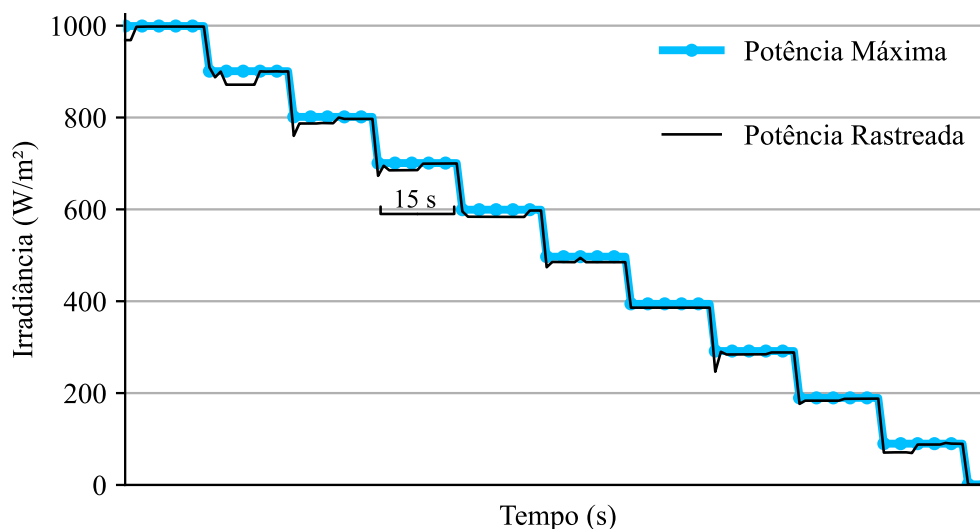
Figura 146 – MPPT do conversor *flyback interleaved* para perfil de irradiância crescente.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se que durante algumas transições surgem momentos de oscilação na geração, no entanto, em todos os casos o ponto de máxima potência é atingido.

Figura 147 – MPPT do conversor *flyback interleaved* para perfil de irradiância decrescente.



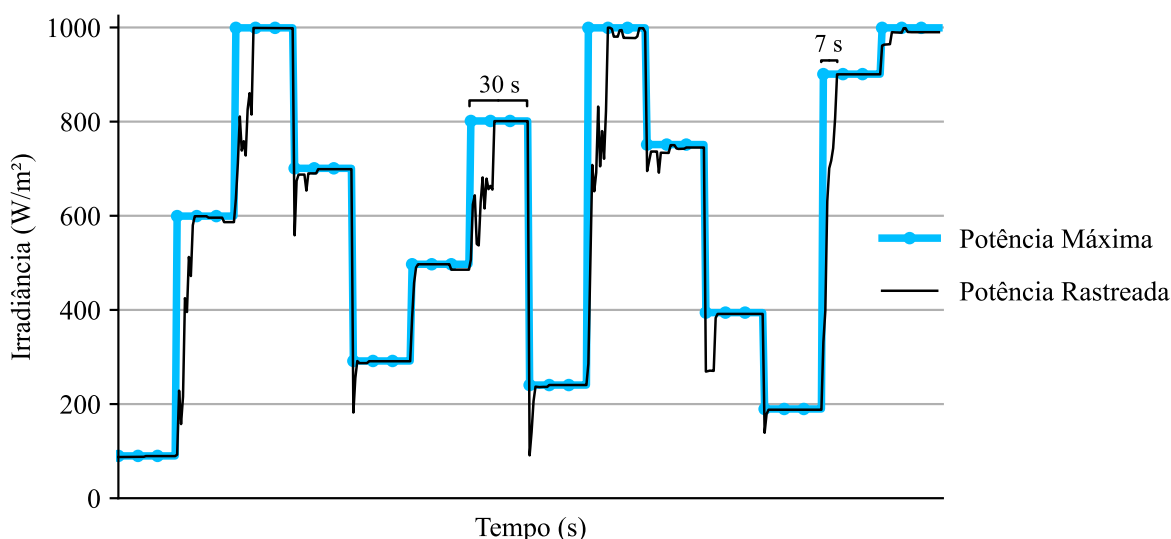
Fonte: Autoria própria.

Semelhante ao realizado na Figura 137, o segundo teste é baseado em degraus decrescentes da irradiância, iniciado em seu valor máximo de 1.000 W/m² até atingir o valor mínimo de 0 W/m², sendo ilustrado na Figura 148.

Análogo ao primeiro, verificam-se momentos de flutuação da potência gerada, as quais são prontamente solucionadas para que o conversor atue de maneira estável dentro do patamar observado.

O terceiro teste é equivalente à Figura 138, em que o sistema está sujeito a degraus aleatórios de irradiância, tanto incrementando quanto decrementando. A resposta obtida está exibida na Figura 148.

Figura 148 – MPPT do conversor *flyback interleaved* para perfil de irradiância aleatório.



Fonte: Autoria própria.

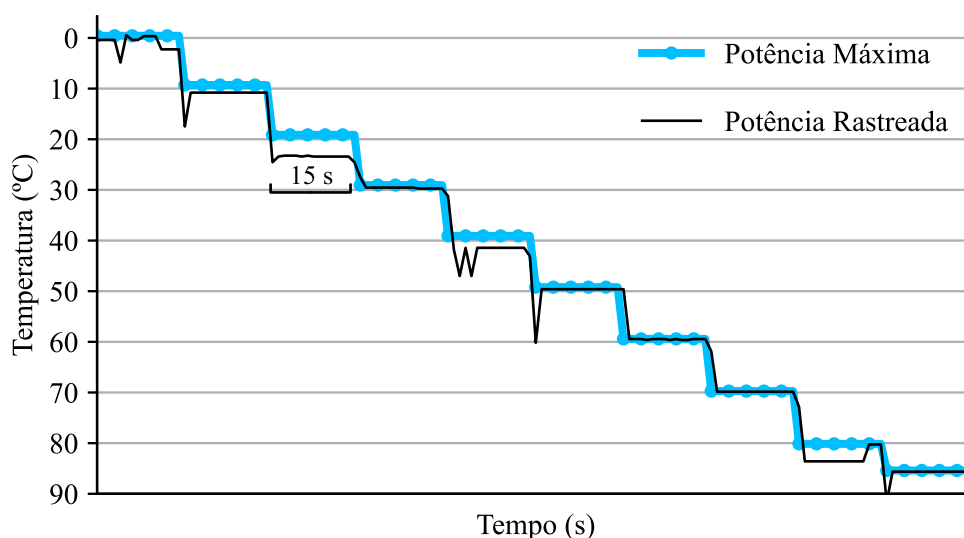
Este ensaio tem como objetivo verificar o comportamento do MPPT para variações severas de irradiância, o que culmina em diferença de potência entre os patamares, sendo interpretado pelo controlador como um grande degrau de frequência de comutação.

Durante as transições mais suaves, nota-se uma rápida resposta do controlador, geralmente com momentos de oscilação, mas sempre atingindo o ponto de máxima potência. Para os casos de degraus maiores, necessita-se maior tempo para acomodação, conforme destacado na maior das transições, a qual requer 7 segundos.

Novamente, o funcionamento do MPPT é experimentado a partir de variações unicamente de temperatura, mantendo-se a irradiância constante, similar ao desenvolvido na Figura 139. O resultado está exposto na Figura 149.

O resultado demonstra que o conversor tem a capacidade de rastrear o ponto de máxima potência, mesmo que em alguns patamares específicos o resultado tenha ficado insatisfatório, nota-se que o sistema de controle está atuando. Toda a faixa de operação ficou dentro da região rastreável.

Figura 149 – MPPT do conversor *flyback interleaved* para perfil crescente de temperatura.

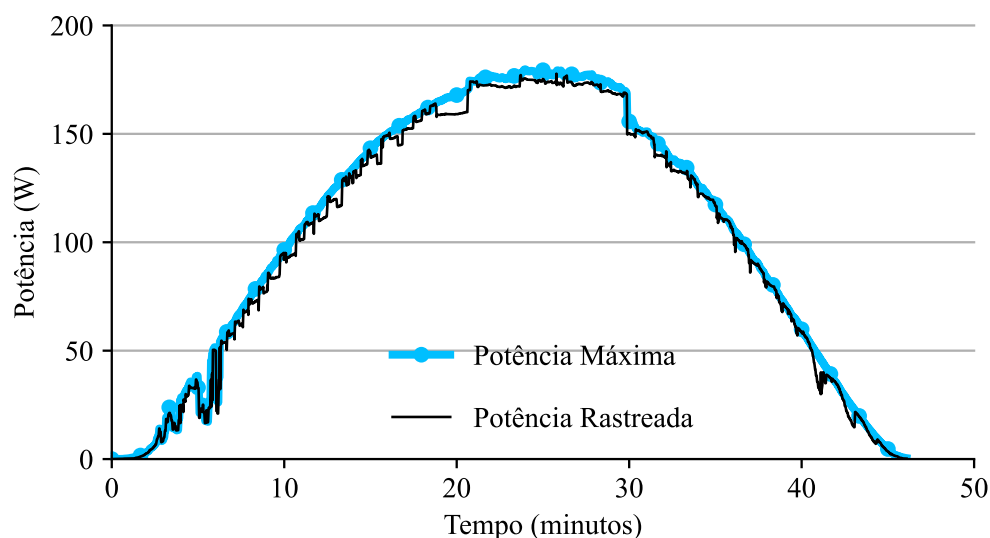


Fonte: Autoria própria.

Utilizando novamente os dados reais de irradiância e temperatura nos módulos fotovoltaicos coletados pela estação solarimétrica da UTFPR de Curitiba e previamente exibidos na Figura 142, o resultado para um dia completo de operação apresentado pelo MPPT está exposto na Figura 150.

Primeiramente nota-se que há uma falta de dados que modifica o formato da curva no início da segunda metade dos resultados, devido a uma falha no equipamento.

Figura 150 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura para o conversor *flyback interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

As linhas do gráfico se sobrepõem durante boa parte da faixa de operação, atestando que o sistema está funcionando da maneira regular. Em alguns pontos observam-se picos inferiores da potência rastreada, indicando que possivelmente a variação de potência não tenha sido observada corretamente pelo controlador, contudo, em determinados momentos a operação retorna ao ponto de máxima potência.

Para quantificação dos resultados obtidos, a eficiência média do MPPT proposto, nesse caso, considerando apenas o intervalo de tempo quando a potência é superior a 20 W, é de 95,80%. Esse cálculo é realizado a partir da planilha de dados disponibilizado pela fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos.

Os cálculos de rendimento ponderado com base nas equações da Comissão Europeia (EURO) e da Comissão de Energia da Califórnia (CEC), foram realizados anteriormente e divulgados na Tabela 11.

Considerando a potência fotovoltaica de entrada ilustrada na Figura 150, levando em consideração somente os momentos em que os valores forem superiores a 20 W, e linearizando os resultados de rendimento exibidos na Figura 121, o conversor apresenta um rendimento final, para o dia inteiro de operação, de 92,98%.

6.5 MPPT PARA CONVERSOR *BOOST INTERLEAVED*

Da mesma maneira como o MPPT para o conversor *boost-flyback interleaved* e para o conversor *flyback interleaved* foi testado anteriormente, o conversor *boost interleaved*

desenvolvido por Soares 2021 passará pelas mesmas experimentações.

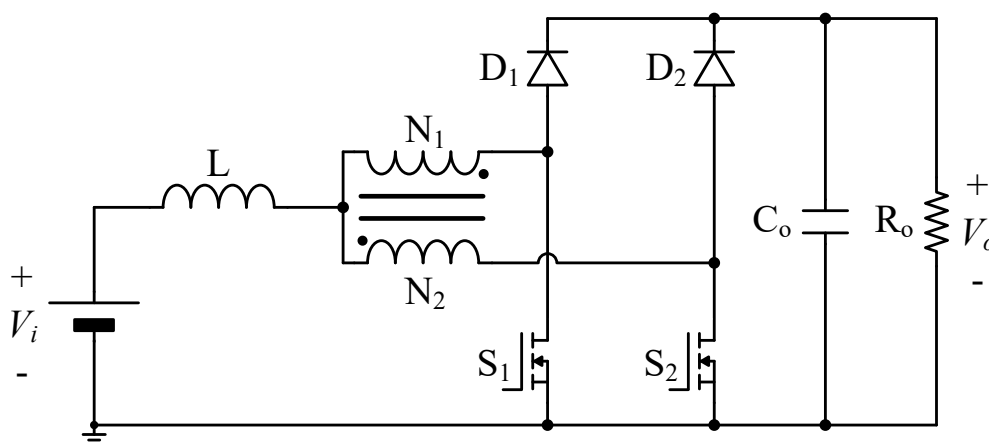
O objetivo é demonstrar que as mais variadas topologias desenvolvidas com base na célula de comutação utilizada podem ser aplicadas em MPPT de sistemas fotovoltaicos sem a necessidade de utilização de sensores de corrente.

Foi utilizada a mesma fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos e o barramento CC, buscando manter os testes com o mesmo padrão.

6.5.1 Conversor *boost interleaved* e princípio de funcionamento do MPPT

A mesma célula de comutação introduzida no capítulo 3 foi utilizada para a construção de um conversor do tipo *boost interleaved*, detalhado na dissertação de mestrado de Soares 2021. Em seu trabalho, o autor expõe os princípios de funcionamento, os equacionamentos e apresenta os resultados experimentais. Além disso, pode-se verificar a análise de perdas e a comprovação do equacionamento proposto. O circuito está representado na Figura 151. Essa topologia de conversor apresenta basicamente as mesmas características do conversor *boost-flyback interleaved* desenvolvido.

Figura 151 – Conversor *boost interleaved* baseado na SC – SFM.



Fonte: Soares 2021.

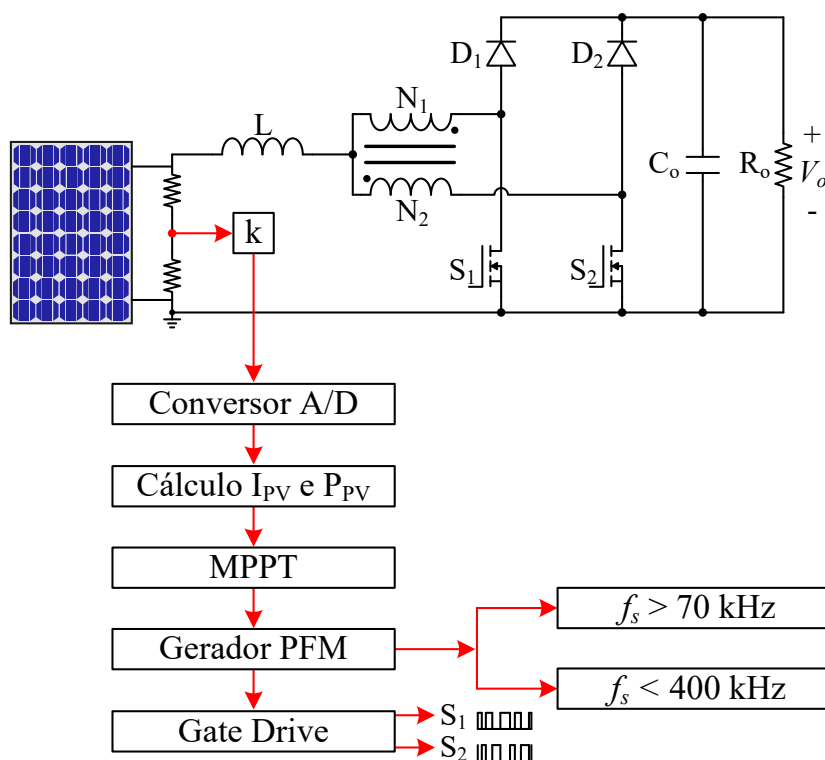
Como o conversor utilizado é o mesmo apresentado por Soares 2021, inclusive com os mesmos componentes magnéticos, a validação da parte teórica referente ao conversor, como os esforços de tensão e corrente nos semicondutores, a comprovação da comutação suave e as perdas nos componentes não são objeto desse estudo.

O conversor *boost interleaved* é equivalente à célula *boost* do conversor anteriormente desenvolvido, a qual contém um indutor de entrada, um núcleo magnético para indutores

acoplados com dois enrolamentos, um par de diodos, um par de interruptores e um capacitor para reduzir as oscilações na tensão de saída.

Na Figura 152, é reapresentado o conversor utilizado, agora em conjunto com um diagrama do funcionamento do MPPT. Análogo ao apresentado para as topologias anteriores, são apresentadas as etapas de controle que ocorrem dentro processador, juntamente com a programação de segurança para limitações da frequência de comutação.

Figura 152 – Conversor *boost interleaved* e etapas de operação do MPPT.



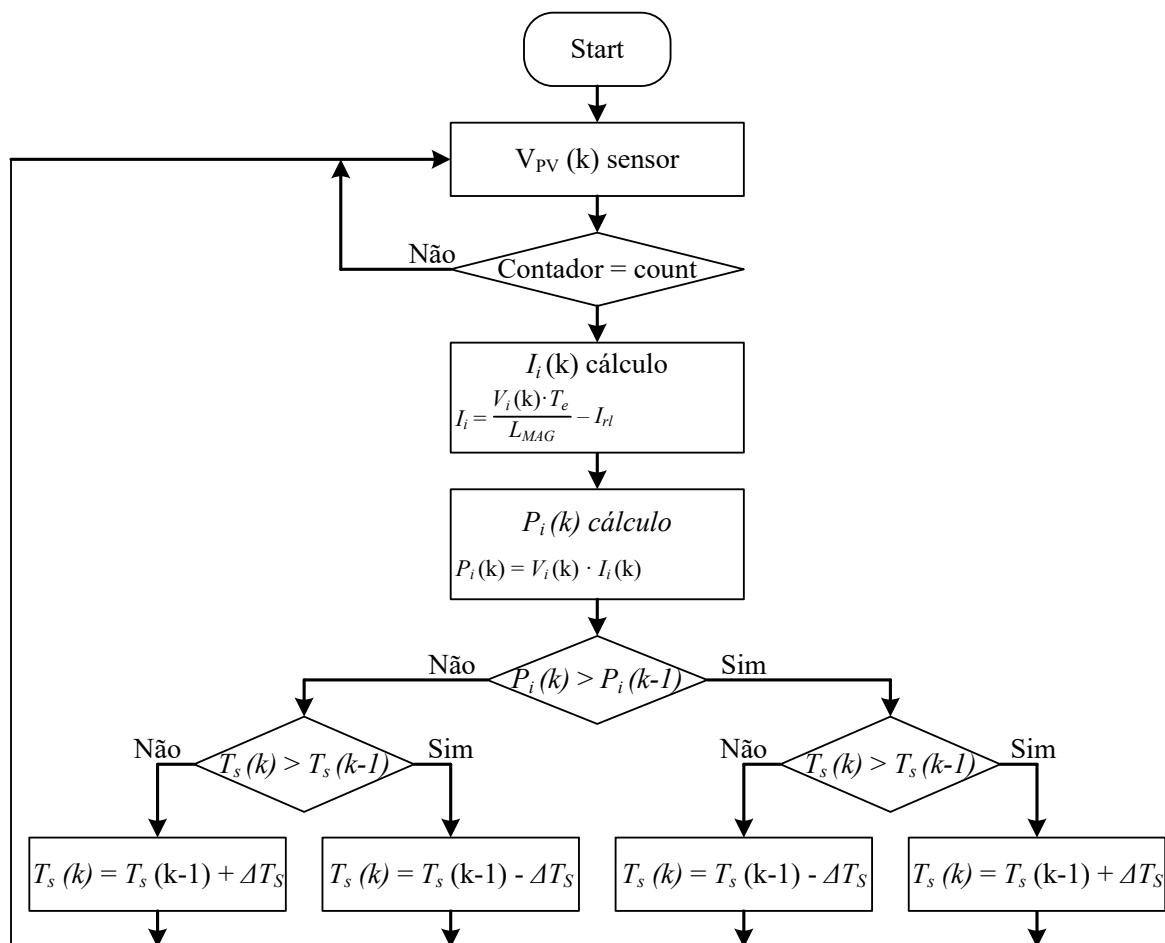
Fonte: Autoria própria.

A metodologia e as etapas de operação apresentadas na Figura 152 são iguais as realizadas com os conversores estudados anteriormente, as quais foram apresentadas na Figura 131 e Figura 144. Nesse caso, o que difere é a faixa de limitação da frequência de comutação, ou seja, a região rastreadável.

Com relação ao fluxograma apresentado na Figura 153, o procedimento para a análise e comparação dos valores das variáveis, os quais levam à tomada de decisão, é o mesmo do apresentado anteriormente, no entanto, nesse caso, após a tomada de decisão que verificava a necessidade de elevar ou reduzir o período de chaveamento, será aplicada uma operação de soma ou subtração a partir de um valor pré-definido, $\Delta T_s = 0,3 \mu s$. Relembrando, para o conversor *boost-flyback* era utilizado um fator multiplicativo maior ou menor do que um. O

MPPT segue o mesmo princípio de operação detalhado na Figura 133.

Figura 153 – Fluxograma do MPPT proposto para o conversor *boost interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Após realizado o teste para determinar se o delta será positivo ou negativo, o período de comutação é atualizado e o novo valor enviado para os interruptores, S₁ e S₂.

Nesse caso específico, o funcionamento do MPPT requer a utilização da equação da corrente de entrada corrigida, a qual leva em consideração os parâmetros intrínsecos dos componentes e está sujeita à influência de parâmetros não modelados, além dos efeitos de envelhecimento.

6.5.2 Definições de projeto para o MPPT do conversor *boost interleaved*

Na Tabela 18, são apresentados os parâmetros do conversor, como também são especificados os componentes utilizados, bem como seus modelos e propriedades características. Na Figura 154, está registrado o protótipo construído. O elemento denominado

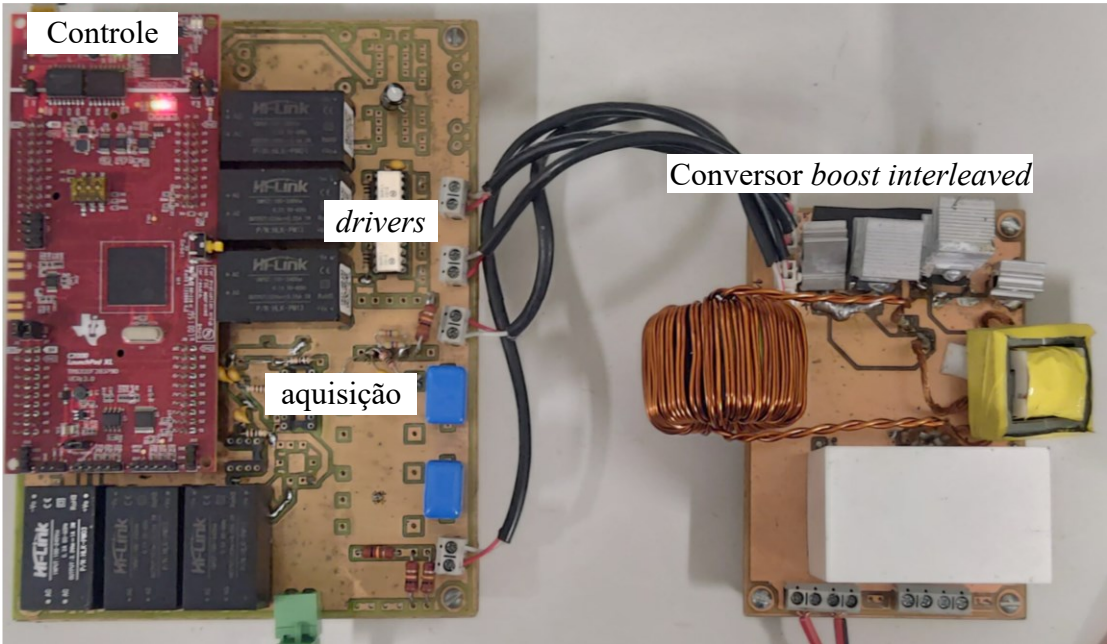
de autotransformador é um indutor acoplado com um par de enrolamentos.

Tabela 18 – Parâmetros elétricos do protótipo do conversor *boost interleaved*.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	$P_o = 100\text{ W}$ a 1.000 W
Tensão de entrada	$V_i = 110\text{ V}$ a 156 V
Tensão de saída	$V_o = 350\text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 70\text{ kHz}$ a 400 kHz
Capacitor de saída	$C_o = 100\text{ }\mu\text{F}$ – filme
Indutor	$L = 300\text{ }\mu\text{H}$; 15-AWG; 43 voltas; Pó de ferro 2 x CS400060
Indutor acoplado	$L_M = 48,5\text{ }\mu\text{H}$; $L_{MAG} = 194\text{ }\mu\text{H}$; $n = 1$; 15 voltas; Núcleo de Ferrite E30/15/14
Diodos D_1 e D_2	MUR1560; $C_{D1} = C_{D2} = 25\text{ pF}$
Transistor S_1 e S_2	IPP65R045C7; $C_{S1} = C_{S2} = 70\text{ pF}$
Drivers	FOD 3180
DSP	F28379D Texas Instruments

Fonte: Autoria própria.

Figura 154 – Protótipo do conversor *boost interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

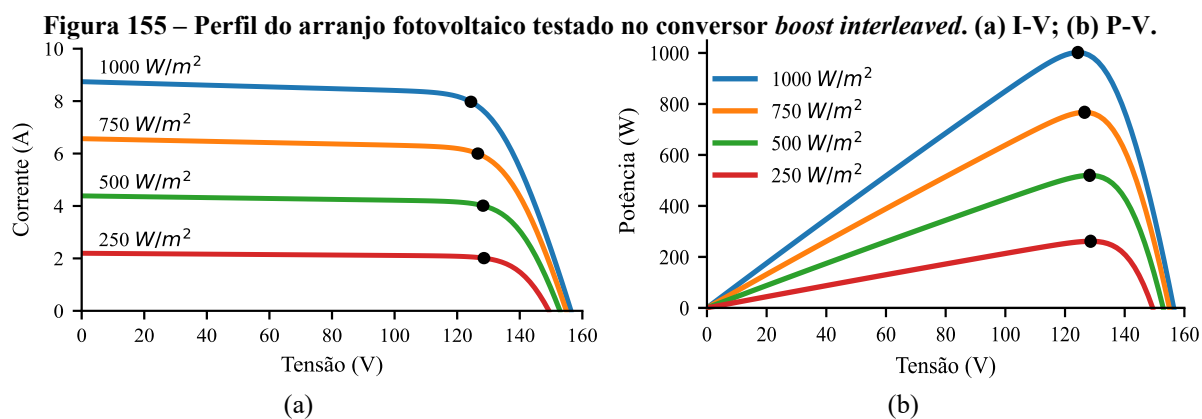
As características do gerador fotovoltaico, inseridos na fonte simuladora e utilizado nos testes do MPPT, de acordo com o STC, estão indicados na Tabela 19. Nota-se a diferença com relação aos testes anteriores, principalmente devido ao nível de potência e tensão. A corrente elétrica, por outro lado, mantém um nível semelhante.

Tabela 19 – Parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico para o conversor *boost interleaved*.

Grandeza elétrica	Valor
Potência máxima	$P_{MPP} = 1.000 \text{ W}$
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{MPP} = 125 \text{ V}$
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{MPP} = 8 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{OC} = 156,4 \text{ V}$
Corrente de curto-circuito	$I_{SC} = 8,89 \text{ A}$

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 155, são apresentadas as características I-V e P-V do arranjo fotovoltaico utilizado nos testes do MPPT.



Fonte: Autoria própria.

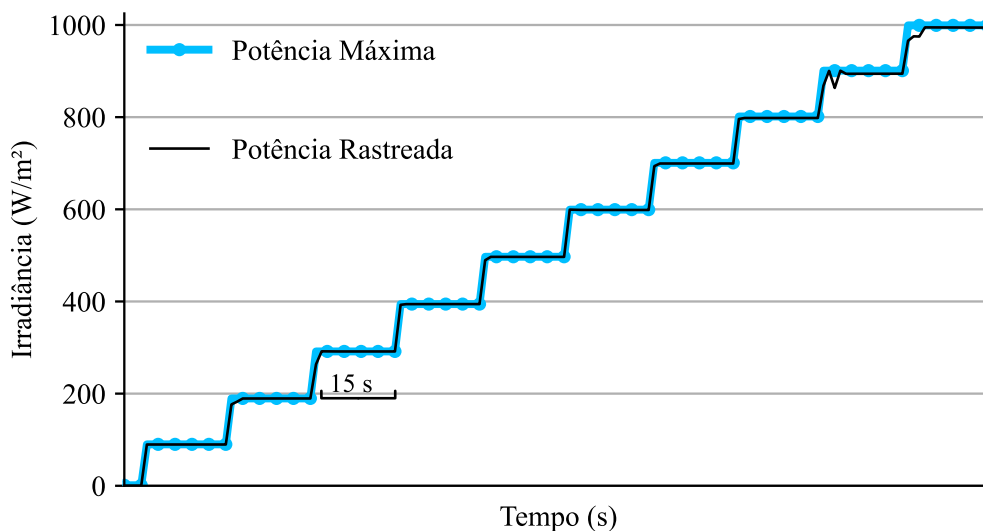
6.5.3 Resultados experimentais do MPPT do conversor *boost interleaved*.

Para testar o MPPT desenvolvido, serão usados inicialmente os mesmos perfis não-naturais de irradiância. Adicionalmente, será aplicado o mesmo padrão de cores dos testes anteriores, em que a linha de coloração preta representa a potência rastreada pelo MPPT, e a linha de coloração azul clara indica o nível de potência máxima para cada caso.

Seguindo a ordem do conversor anterior, análogo à Figura 136, o primeiro teste é

realizado a partir de degraus crescentes e pré-definidos de irradiância, iniciando em 0 W/m² até atingir o valor máximo de 1.000 W/m², resultando na Figura 156.

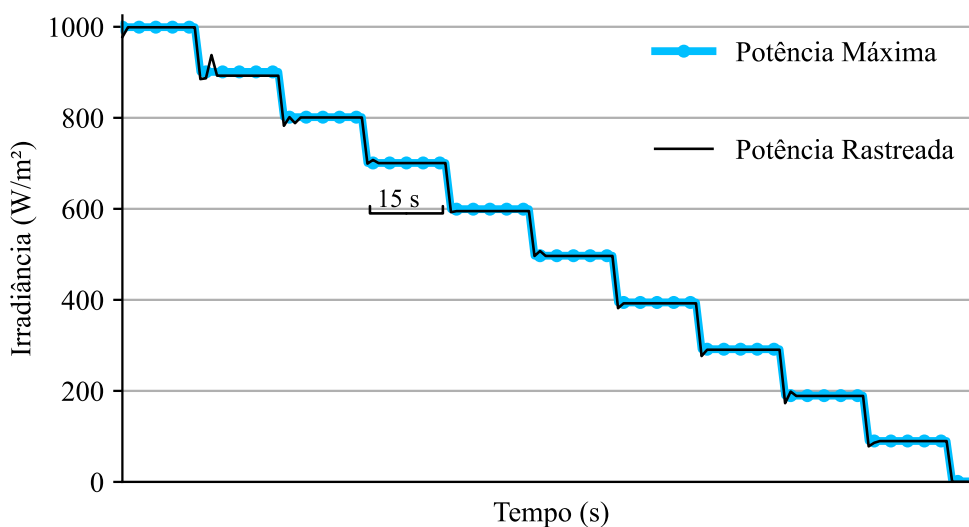
Figura 156 – MPPT do conversor *boost interleaved* para perfil de irradiância crescente.



Fonte: Autoria própria.

Conforme observado no primeiro teste, a potência rastreada é igual a potência máxima em todos os patamares. Em alguns momentos de transição, no entanto, surgem algumas rápidas instabilidades, as quais são corrigidas prontamente.

Figura 157 – MPPT do conversor *boost interleaved* para perfil de irradiância decrescente.



Fonte: Autoria própria.

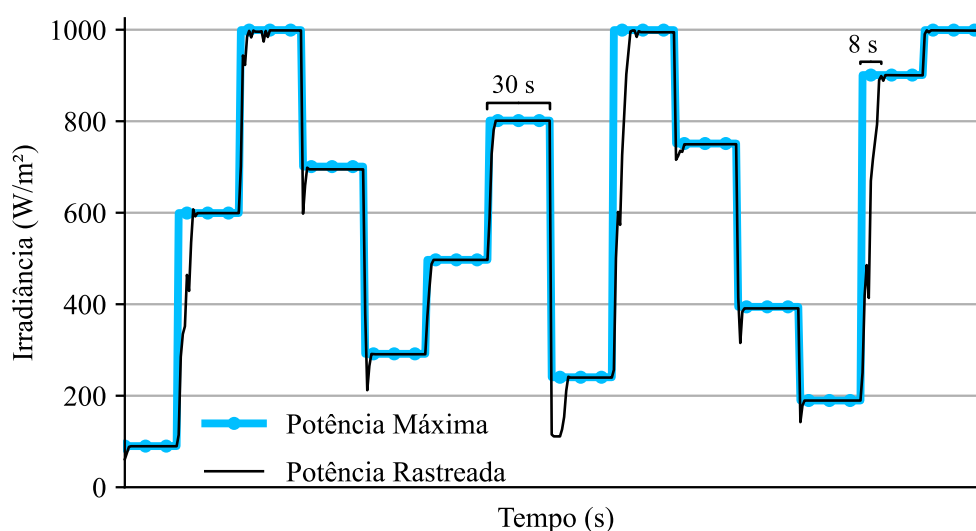
Semelhante ao realizado na Figura 137, o segundo teste é baseado em degraus decrescentes da irradiância, iniciado em seu valor máximo de 1.000 W/m² até atingir o valor

mínimo de 0 W/m^2 , sendo ilustrado na Figura 157.

Do mesmo modo que ocorre no primeiro resultado, em algumas transições de patamar surgem breves inconsistências, as quais são rapidamente corrigidas, possibilitando ao conversor se manter operando de maneira estável.

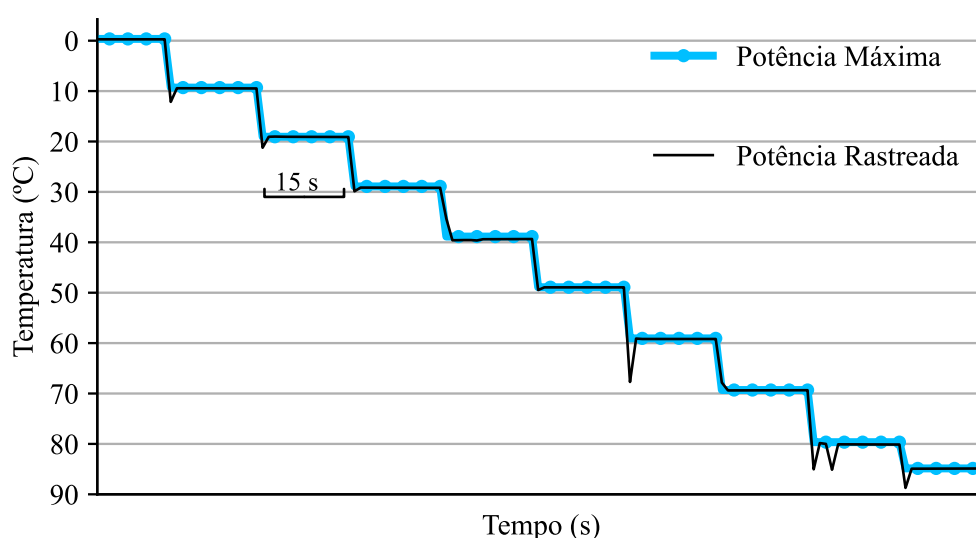
Para o terceiro teste, equivalente ao da Figura 138, o conversor é submetido a variações aleatórias de irradiância, tanto positivas como negativas, além de mudanças com maior disparidade de irradiância. O resultado está ilustrado Figura 158.

Figura 158 – MPPT do conversor *boost interleaved* para perfil de irradiância aleatório.



Fonte: Autoria própria.

Figura 159 – MPPT do conversor *boost interleaved* para perfil crescente de temperatura.



Fonte: Autoria própria.

Com variações mais abruptas, o conversor requer mais tempo para atingir a operação

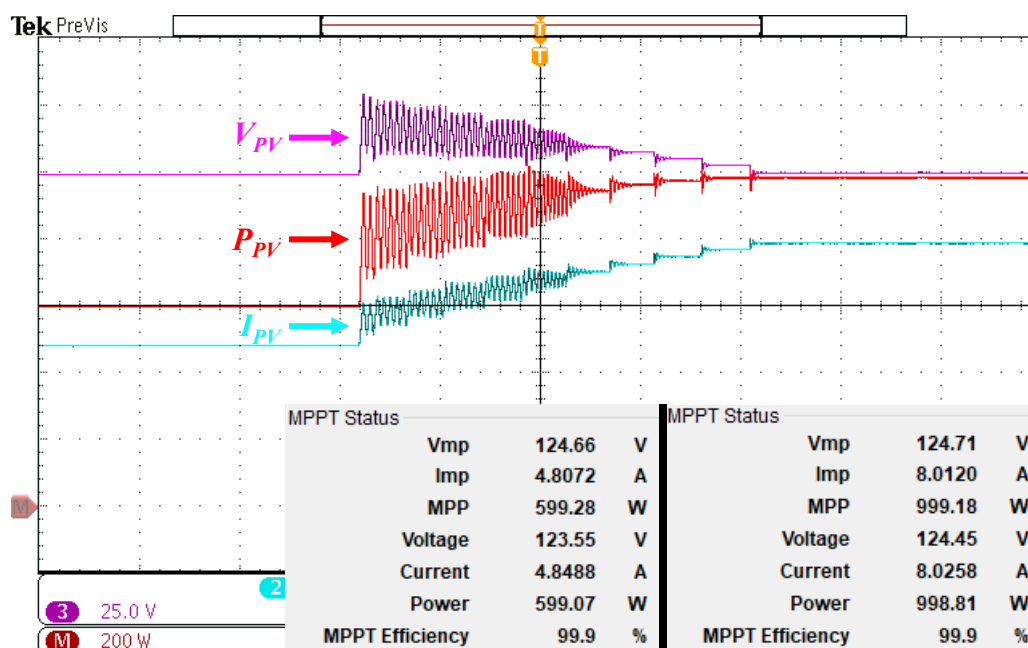
estável, conforme destacado na maior das transições, a qual requer 8 segundos. No entanto, para todos os estágios o conversor se estabiliza no ponto de máxima potência.

Para comprovar o funcionamento do MPPT a partir de variações unicamente na temperatura, similar ao desenvolvido na Figura 139, é apresentado o resultado do novo teste na Figura 159.

Em algumas transições, principalmente em temperaturas mais elevadas, é possível observar alguns pontos de oscilação de potência, porém sempre corrigido de forma a manter o conversor em operação no ponto de máxima potência.

A visualização da operação do MPPT utilizando o osciloscópio, para um aumento instantâneo de irradiância de 600 W/m^2 para 1.000 W/m^2 é ilustrado na Figura 160.

Figura 160 – Resposta da tensão, corrente e potência para um aumento de 400 W/m^2 na irradiância.



$$V_{PV} = 25 \text{ V/div} - I_{PV} = 2 \text{ A/div} - P_{PV} = 200 \text{ W/div} - 1 \text{ s/div.}$$

Fonte: Autoria própria.

A escala de tempo é de 1 segundo por divisão, e, portanto, nesse caso são necessários aproximadamente 4 segundos para o conversor atingir o MPP, e então operar de maneira estável novamente. Durante esse período de transição, é possível verificar o comportamento oscilante das grandezas medidas, as quais prontamente se estabilizam em seus novos valores, com os quais o conversor passa a operar.

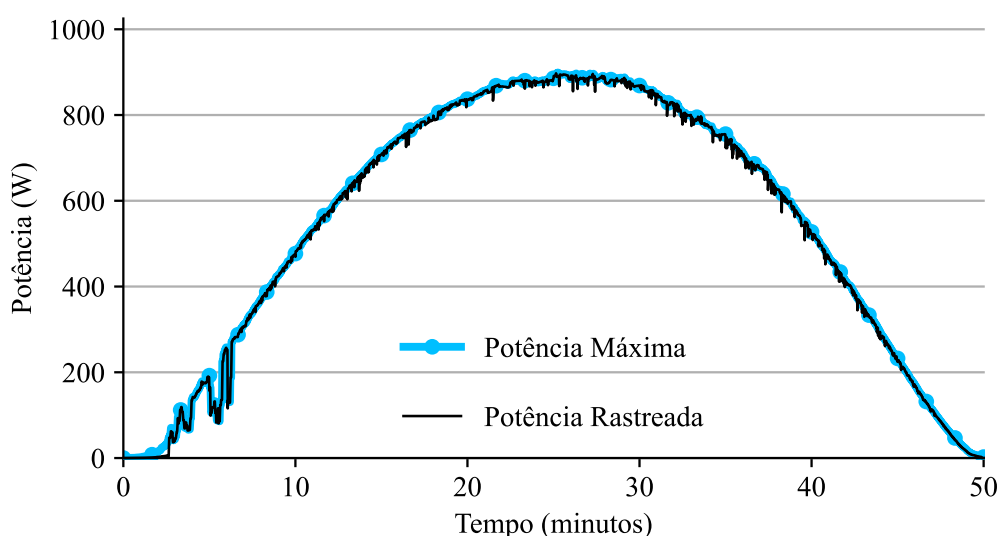
Além da resposta transitória vista pelo osciloscópio, na Figura 160 também são exibidos os resultados fornecidos pela fonte simuladora de painéis fotovoltaicos, tanto para o

momento anterior quanto posterior ao aumento abrupto da irradiância. São exibidos os valores ótimos de tensão, corrente e potência (V_{mp} , I_{mp} e MPP respectivamente) e os valores instantâneos de tensão, corrente e potência (*voltage*, *current* e *power* respectivamente). Comparando os valores teóricos máximos com os reais, é possível concluir que o conversor operava no MPP e o atinge novamente o MPP após o degrau de irradiância.

A última informação disponibilizada pela fonte é a avaliação em tempo real do desempenho do MPPT (*MPPT efficiency*), calculada automaticamente pela diferença entre a potência máxima e a gerada, confirmando que se está operando no MPP. Todos os indicadores atestam o funcionamento do conversor no ponto de máxima potência.

Novamente analisando o MPPT a partir dos mesmo dados reais de irradiância e temperatura nos módulos fotovoltaicos, coletados pela estação solarimétrica da UTFPR de Curitiba e previamente exibidos na Figura 142, o conversor exibe a reposta, para o dia inteiro de operação, ilustrada na Figura 161.

Figura 161 – Potência fotovoltaica máxima e rastreada em função da irradiância e temperatura para o conversor *boost interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

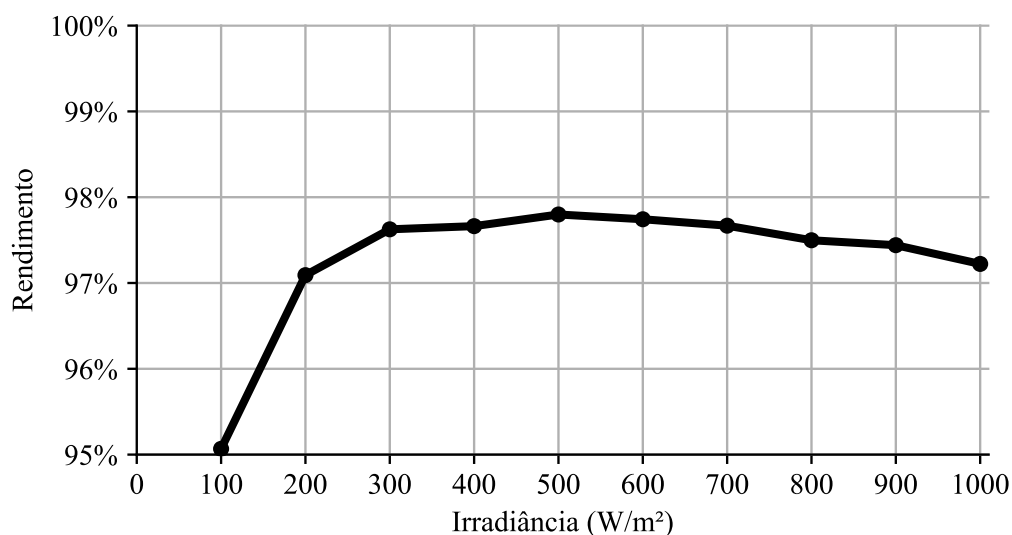
Verifica-se que ambas as linhas no gráfico se sobrepõem durante praticamente toda a faixa de operação, o que indica que o sistema está funcionando de maneira estável, conforme projetado.

A eficiência média do MPPT proposto, nesse caso, considerando apenas o intervalo de tempo quando a potência é superior a 100 W, é de 99,30%, ou seja, durante praticamente durante todo o tempo o conversor esteve operando no MPP.

Com o intuito de comparar o conversor utilizado com outras topologias publicadas em

artigos, é realizado o teste para verificar seu rendimento dentro da faixa de operação, conforme apresentado na Figura 162.

Figura 162 – Rendimento do conversor *boost-interleaved* em função da irradiância.



Fonte: Autoria própria.

Para obtenção dos resultados de rendimento do conversor, foi medida a potência fotovoltaica de entrada e a potência de saída entregue à carga CC, em função da irradiância, com um wattímetro. O rendimento máximo obtido é de 97,80%, quando operando com irradiância de 500 W/m², o rendimento para irradiância máxima é de 97,22%, e o rendimento médio é de 97,28%.

Com base nos resultados de rendimento ilustrados na Figura 162, balizando-os conforme as médias ponderadas disponibilizadas pela Comissão Europeia (EURO) e a Comissão de Energia da Califórnia (CEC), esclarecidas anteriormente e calculadas em (104) e (105), respectivamente, o conversor exibe os resultados calculados na Tabela 20.

Tabela 20 – Rendimento ponderado do conversor *boost interleaved*.

Modelo	Rendimento
EURO	97,33%
CEC	97,49%

Fonte: Autoria própria.

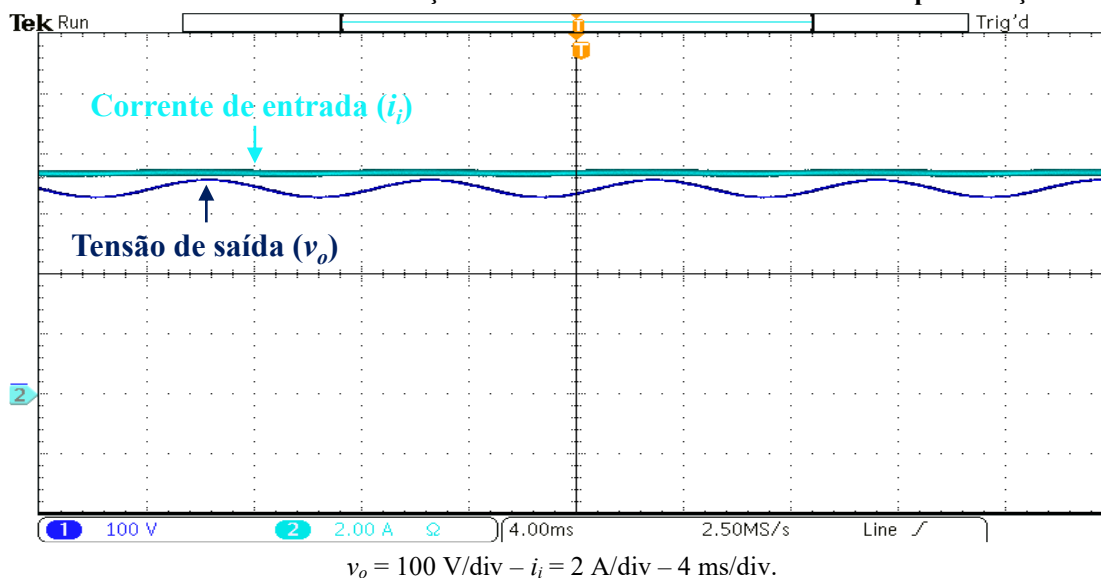
Considerando a potência fotovoltaica de entrada ilustrada na Figura 161, levando em consideração somente os momentos em que os valores forem superiores a 100 W, e linearizando

os resultados de rendimento exibidos na Figura 162, o conversor apresenta um rendimento final, para o dia inteiro de operação, de 97,44%, ou seja, apenas 2,56% de toda a energia fotovoltaica gerada é perdida no processo de conversão.

6.5.4 Resultados experimentais do conversor *boost interleaved*

Uma das vantagens declarada sobre o conversor é o fato de a corrente de entrada não refletir as perturbações que venham a ocorrer na tensão de saída. Para comprovar essa afirmação, foi realizado o teste apresentado na Figura 163, em que uma tensão oscilante é introduzida intencionalmente no barramento CC do conversor.

Figura 163 – Tensão de saída com ondulação e corrente fotovoltaica de entrada sem perturbação refletida.



A situação representada na Figura 163 é muito comum quando o conversor está conectando a um segundo estágio atuando como inversor monofásico conectado à rede, pois ocorrem oscilações com o dobro da frequência da rede. Para esse teste, foi escolhido propositalmente um alto nível de oscilação, com 12 V e 60 Hz, visando comprovar que não tem efeito na corrente de entrada do conversor, mesmo não havendo malha de controle de corrente. O mesmo teste foi realizado com sucesso no conversor *boost-flyback interleaved*, conforme apresentado na Figura 94 e para o conversor *flyback interleaved*, exibido na Figura 122.

6.6 COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS

Por fim, na Tabela 21 são apresentadas algumas comparações de resultados entre o sistema do MPPT desenvolvido em conjunto com as três topologias de conversores desenvolvidos, confrontando resultados apresentados por outros trabalhos com estruturas e metodologias semelhantes.

São comparadas diversas características essenciais, incluindo o número total de sensores de corrente e tensão, a quantidade de semicondutores, o rendimento em potência nominal, a técnica empregada na programação do MPPT, a potência nominal e a o tipo de comutação.

Muitos trabalhos pesquisados apresentam apenas resultados do conversor ou do MPPT, dificultando um pouco a comparação e deixando a tabela incompleta.

Tabela 21 – Comparação entre diferentes modelos de conversores *boost interleaved*.

Referência	Sensor de corrente	Sensor de tensão	Semi-condutores	MPPT	Potência [W]	Comutação suave
Das et al 2019	0	1	2	P&O	200	X
Dash et al 2020	1	1	8	P&O	500	✓
Díez et al 2020	0	1	2	P&O	180	X
Guo et al 2020	2	1	4	P&O	2.500	---
Hussain et al 2020	0	2	2	P&O	80	---
Jung et al 2011	3	1	8	P&O	1.200	✓
Killi E Samanta 2015	1	1	2	P&O	10	X
Kiran et al 2020	1	1	4	P&O	213	---
Metry e Balog 2020	0	2	3	ASC	120	X
Mohapatra 2020	1	1	6	Fuzzy	1.200	✓
Conversor <i>Boost-Flyback interleaved</i> proposto	0	1	6	P&O	480	✓
Conversor <i>Flyback interleaved</i> proposto	0	1	4	P&O	200	✓
Conversor <i>boost interleaved</i> proposto	0	1	4	P&O	1.000	✓

Fonte: Autoria própria.

Somente um dos trabalhos citados utiliza apenas um sensor de tensão para o

funcionamento do MPPT. Em muitas publicações pesquisadas, não há um método para estimação da corrente de entrada, logo, é necessário inserir sensores de correntes. Em alguns casos mais do que um.

A vantagem da não utilização de sensores de corrente é a simplicidade do circuito auxiliar e a redução de quantidade de medidores conectados ao controlador, promovendo maior robustez.

Com base nas comparações, o método de MPPT perturba e observa é o mais comumente utilizado, muito devido a sua simplicidade e bom funcionamento.

As três topologias demonstram que podem operar de sem a necessidade de utilização de sensor de corrente. A similaridade da modelagem matemática entre eles permite que a mesma programação seja utilizada, visto que os processos e as etapas de operação são semelhantes.

6.7 CONCLUSÃO

A proposta consiste em utilizar o conversor para o rastreamento do ponto de máxima potência de sistemas fotovoltaicos. Para isso, foi desenvolvida a programação que obtenha a leitura de algumas variáveis e atue de forma a controlar a frequência de chaveamento dos interruptores.

Os resultados experimentais apresentados comprovam o correto funcionamento do MPPT proposto, o qual foi desenvolvido baseado na técnica de P&O. Foram realizados testes variando, de forma individual e conjunta, os parâmetros que mais influenciam na geração fotovoltaica, a irradiância solar e a temperatura.

Foram descritos os componentes auxiliares para a realização dos testes, como as fontes, cargas, barramento CC e o método de aquisição de sinais, o qual foi desenvolvido e aprimorado no decorrer da pesquisa.

O Princípio de funcionamento do MPPT é descrito com o apoio de simplificações do circuito, diagramas de bloco e modelagem matemática. A partir disso, são determinadas as limitações de operação do MPPT, mapeando a região rastreável e definindo a maneira como ajustá-la.

Os resultados experimentais são executados de maneira análoga para todos os conversores testados, intencionalmente para que se possa compará-los e quantificá-los.

Para o MPPT do conversor *boost-flyback interleaved*, foi desenhado o fluxograma para que, após a tomada de decisão, a nova frequência de comutação seja alcançada multiplicando-

a por valores pré-definidos. Os experimentos foram conduzidos com potência nominal e foi utilizada a equação da corrente idealizada, um importante avanço que elimina os problemas de envelhecimento e de troca dos componentes e os efeitos da temperatura interna.

Os resultados se mostraram satisfatórios para todos os cenários criados, operando de maneira rápida e estável. Os cálculos de eficiência da programação demonstram que os resultados são excelentes.

De maneira semelhante, MPPT do conversor *flyback interleaved* foi executado com os mesmos princípios de operação e a mesma lógica de programação. De maneira geral, os resultados obtidos são muito relevantes e comprovam o funcionamento conforme planejado. No entanto, durante as transições observa-se que demanda mais tempo para atingir o MPP, além de variações e alguns pontos de oscilação. Para o teste de dia inteiro, devido a uma falha no equipamento parte dos dados foi perdida, mas pode-se concluir que o rastreamento é executado.

Em ordem cronológica no desenvolvimento do doutorado, o MPPT do conversor *boost interleaved* foi o primeiro a ser executado, ainda antes do desenvolvimento dos outros conversores. Para a execução dos testes, era necessário utilizar o cálculo da corrente corrigida, o que implica em possíveis transtornos no decorrer dos anos de funcionamento. Além disso, o processo após a tomada de decisão do conversor é distinto, sendo utilizado um fator de soma e subtração.

Conforme avançou-se no entendimento do DSP utilizado, a programação como um todo foi otimizada, sendo essa a única alteração entre os MPPTs desenvolvidos. Esse aprimoramento na programação é apontado como o motivo para a evolução dos testes e poder-se utilizar o equacionamento da corrente ideal. No entanto, o conversor *boost interleaved* não foi retestado.

Analisando os resultados apresentados, o conversor *boost interleaved* apresenta as melhores respostas, com transições mais rápidas e mais estabilidade, além de maior eficiência calculada do MPPT para um dia completo de operação. Além do mais, é a opção que foi testada com maior nível de potência.

7 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram realizadas revisões de temas que se mostraram pertinentes e que pudessem embasar o desenvolvimento dos objetivos propostos nesse trabalho, iniciando com o básico de conversores até convergir mais especificamente nas topologias utilizadas. O trabalho desenvolvido investiga topologias de conversores CC-CC com alto ganho estático e alto rendimento.

A célula de comutação utilizada como base para o desenvolvimento dos conversores propostos, apresenta diversas características que podem ser exploradas no desenvolvimento de topologias, trazendo benefícios para o conceito eletrônico e simplificando processos para agilizar e reduzir custos dos projetos.

O correto equacionamento do conversor é importante para que se possa selecionar de forma assertiva cada componente do conversor e compreender seu correto funcionamento. Analisando os dois conversores desenvolvidos, o *boost-flyback interleaved* e *flyback interleaved*, foi determinada a igualdade matemáticas acerca das principais equações características, demonstrando que a célula de comutação utilizada em ambos os casos apresenta solidez nas suas definições, podendo ser utilizada como base para outros conversores.

A correta e precisa modelagem matemática é uma importante ferramenta para o cálculo de determinação das perdas em todos os componentes que compõem a topologia, permitindo que se possa ajustar de maneira mais consistente qualquer dispositivo que esteja causando prejuízos acima do esperado.

A construção dos componentes magnéticos é um passo fundamental para se obter os resultados esperando e atingir alto rendimento. Como é possível observar no equacionamento de ambos os conversores, a tensão e corrente em vários componentes é dependente da indutância de magnetização do conversor. Os indutores acoplados, principalmente, se não executados de maneira meticulosa, além de não reproduzirem a correta relação de transformação, podem ser uma fonte a mais de perdas para o sistema.

Dada a devida importância para o componente magnético, são utilizados condutores do tipo Litz, os quais trazem baixo valor de resistência e contribuem para a redução do efeito pelicular, principalmente quando o conversor está operando em frequência mais altas. Além disso, são construídos com base na técnica intercalada, visando reduzir a indutância de dispersão.

Todos os outros componentes devem ser escolhidos baseados em suas características

disponibilizadas na folha de dados, como a máxima tensão e corrente suportadas, velocidade de resposta e componentes intrínsecos.

O processo de simulação permite o ajuste mais assertivo dos parâmetros do conversor, e assim busca-se aprimorar o entendimento do funcionamento do conversor e o melhor ponto de operação, extraindo os melhores resultados.

O processo de simulação também é importante para que se possa determinar as limitações de operação bem como compreender o correto funcionamento do dispositivo que se está projetando. Dessa forma, é possível realizar ajustes dos componentes para se obter os melhores resultados, sempre buscando se adaptar ao que está sendo proposto.

Para a construção de protótipo de ambos os conversores utilizados, buscando garantir a otimização de tamanho e das conexões elétricas, foram adquiridas placas de circuito impresso, personalizadas para cada conversor utilizado, bem como para a placa de controle e de aquisição de sinais, na qual encontra-se o controlador utilizado e todos seus circuitos auxiliares.

Os resultados calculados, simulados e os práticos apresentam muita semelhança, tanto nas formas de onda, como nos valores medidos em vários componentes, para ambas as topologias desenvolvidas. Essa conformidade de resultados atesta que o desenvolvimento do trabalho teórico e prático foi realizado com bastante precisão.

A outra proposta desse trabalho é a de aplicar os conversores CC-CC elevadores desenvolvidos em sistemas fotovoltaicos de baixa potência, para se possa usufruir da característica de seguimento de tensão e assim pode-se desenvolver um MPPT sem a necessidade de utilização de sensores de corrente. Essa propriedade beneficia a topologia simplificando a concepção do conversor, pois reduz a quantidade de circuitos auxiliares e componentes utilizados, melhorando a confiabilidade e reduzindo os custos finais.

Existem diversas metodologias para programação de MPPT, desde as mais básicas até as mais complexas. Alguns exemplos são desenvolvidos para buscar resolver problemas mais específicos, outros mais genéricos, ficando a cargo do desenvolvedor projetar o que mais seja viável. É importante considerar o esforço computacional e as limitações físicas de todo o sistema. Ao final, a programação do MPPT foi elaborada com base na metodologia P&O e se mostrou bastante confiável, tanto na simulação, quanto na utilização prática.

A primeira topologia desenvolvida, o conversor *boost-flyback interleaved* apresentou alto ganho estático, no entanto, poderia ser estendido ajustando a relação de transformação do indutor acoplado. As características do conversor desenvolvido são a corrente de entrada contínua e com baixa ondulação, configuração de entrada intercalada com auto equilíbrio de corrente sem a necessidade de malha de controle, comutação suave para uma ampla faixa de

potência, alto rendimento com curva plana, e conexão comum entre fonte e carga, tudo isso com baixo número de componentes. Os resultados experimentais foram apresentados para um protótipo experimental de 450 W com tensão de entrada de 60V e 65 V, mantendo uma tensão de saída estabilizada em 480 V. O conversor alcançou ganho estático de 8, com reduzido estresse de tensão nos interruptores, ZVS no momento de entrada em condução e bloqueio com corrente nula para os quatro diodos, diminuindo as perdas de comutação e os problemas de recuperação reversa. O conversor também apresentou uma resposta estável quando submetido a oscilações na tensão de saída, comprovando que a corrente de entrada não é afetada, mesmo operando em malha aberta.

A segunda topologia desenvolvida, o conversor *flyback interleaved* também é baseado na célula de comutação com a utilização de indutores acoplados, os quais podem ser manipulados de forma a elevar o ganho estático. As propriedades são semelhantes às do conversor anteriormente descrito, a diferença fica pela operação isolada. Os resultados experimentais foram obtidos em um protótipo de 190 W, com tensão de entrada de 30 V, 35 V e 40 V mantendo a tensão de saída estável em 180 V, atingindo um ganho estático máximo de 6. Os diodos encerraram a condução com ZCS, reduzindo as perdas por recuperação reversa. Os interruptores iniciam a condução com ZVS. Os picos de tensão nos interruptores são limitados utilizando um circuito auxiliar de *snubber* RCD passivo, reduzindo as perdas de comutação.

7.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Independentemente do aperfeiçoamento das técnicas construtivas dos componentes magnéticos e da utilização de condutores mais apropriados para operar com altas frequências, eles ainda totalizam uma grande parcela na somatória de perdas do conversor, chegando a mais de 50% na topologia *boost-flyback interleaved*. Uma sugestão é o aprimoramento da construção dos componentes magnéticos.

Ambos os conversores propostos foram verificados apenas em malha aberta, com isso, pode-se dar continuidade nos estudos desenvolvendo o sistema de controle, em que são estabelecidos os modelos equivalentes e determinados todos os parâmetros de ganho, para que assim possa-se operar com controle em malha fechada.

Outra possibilidade de utilização dos conversores propostos é com entrada em corrente alterada para correção do fator de potência (*power factor correction* – PFC), a partir de uma ponte de diodos na entrada, permitindo a retificação e a elevação da tensão.

O algoritmo do MPPT foi desenvolvido com base no modelo de P&O. Encontram-se

disponíveis dezenas de modelos de programação que podem ser testadas no conversor. Inclusive, otimização do algoritmo com base em programação mais avançada também pode ser interessante, buscando melhorar as respostas durante as transições.

Modificar a programação do MPPT para que as variações no período de comutação sejam dependentes do período de comutação atual, ou seja, ao invés de valores fixos utilizar percentuais, buscando ajustar rapidamente quando há alguma modificação brusca e diminuir a oscilação em torno do MPP.

Testar o conversor para situações em que ocorram máximos locais de potência, situação comum quando há sombreamento parcial do arranjo fotovoltaico.

REFERÊNCIAS

- ABDELMALEK, Samir et al. A new effective robust nonlinear controller based on PSO for *interleaved* DC–DC *boost* converters for fuel cell voltage regulation. **Soft Computing**, v. 24, p. 17051-17064, 2020.
- AGHDAM, Farid Hamzeh; ABAPOUR, Mehdi. Reliability and cost analysis of multistage *boost* converters connected to PV panels. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 6, n. 4, p. 981-989, 2016.
- ALHARBI, Badur M.; ALHOMIM, Majid A.; MCCANN, Roy A. An efficient high voltage gain using two-stage cascaded *interleaved boost* converter for solar PV system with MPPT technique. *In: 2020 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. IEEE, 2020. p. 1-4.
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer; MATTOS, Everson; MARTINS, Mário Lúcio da Silva. High-efficiency *boost-flyback* converter with voltage multiplier cells for high voltage gain application. **Electric Power Components and Systems**, v. 46, n. 1, p. 104-111, 2018.
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer; SCHUCH, Luciano; DA SILVA MARTINS, Mário Lúcio. Analysis and design of high-efficiency hybrid high step-up DC–DC converter for distributed PV generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 5, p. 3860-3868, 2018.
- ALAAEDDIN, M. H. et al. Photovoltaic applications: Status and manufacturing prospects. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 102, p. 318-332, 2019.
- ALI, Mahmoud N. et al. An efficient fuzzy-logic based variable-step incremental conductance MPPT method for grid-connected PV systems. **IEEE Access**, v. 9, p. 26420-26430, 2021.
- ALZAHIRANI, Ahmad; FERDOWSI, Mehdi; SHAMSI, Pourya. High-voltage-gain DC–DC step-up converter with bifold Dickson voltage multiplier cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 9732-9742, 2019.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 5ª Edição. Florianópolis: Ed. Do Autor, 2005.
- BASHA, C. H.; RANI, C. Different conventional and soft computing MPPT techniques for solar PV systems with high step-up *boost* converters: A comprehensive analysis. **Energies**, v. 13, n. 2, p. 1-27, 2020.
- BATARSEH, I.; HARB, A. **Power electronics: circuit analysis and design**. 2. ed. Springer, 2018.
- BENDIB, Boualem; BELMILI, Hocine; KRIM, Fateh. A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 45, p. 637-648, 2015.
- BOLLIPO, Ratnakar Babu; MIKKILI, Suresh; BONTAGORLA, Praveen Kumar. Critical review on PV MPPT techniques: classical, intelligent and optimisation. **IET Renewable Power**

Generation, v. 14, n. 9, p. 1433-1452, 2020.

BRUSSO, Barry; BOSE, Bimal. Power electronics—Historical perspective and my experience [history]. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 20, n. 2, p. 7-81, 2014.

BOSE, B. K. **Power Electronics in Renewable Energy Systems and Smart Grid: Technology and Applications**. 1ª Edição. Ed. Wiley, 2019.

CANDELAS, Niliana Andreina Carrero. **Modelado, simulación y control de un convertidor boost acoplado magnéticamente**. 2014. 134 p. Tese (Tese de Doutorado) – Universitat Politècnica de Catalunya. Barcelona, Espanha, 2014.

CARDOSO, Vanderlei; JUNIOR, Sergio Luis Brockveld; WALTRICH, G. Double *boost-flyback* converter. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1163-1171, 2020.

CARDOSO, Vanderlei. **Conversor duplo boost-flyback de alto ganho**. 2018. 149 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.

CHEN, Jianfei et al. A double input-parallel-output-series hybrid switched-capacitor *boost* converter. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 6, n. 4, p. 15-27, 2020.

CHOUDHURY, Tanmoy Roy; NAYAK, Byamakesh; SANTRA, Subhendu Bikash. A novel switch current stress reduction technique for single switch *boost-flyback* integrated high step up DC–DC converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 9, p. 6876-6886, 2019.

DAS, Dhiman et al. Luenberger observer based current estimated *boost* converter for PV maximum power extraction—a current sensorless approach. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 9, n. 1, p. 278-286, 2019.

DASH, Sarthak Swaroop et al. An *Interleaved* Soft-Switching *Boost* Converter Based Isolated Solar PV with Integrated Battery System. *In: 2020 IEEE International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC)*. IEEE, 2020. p. 1-5.

DE JESUS, Victor Magno R. et al. Comparison of MPPT strategies applied in three-phase photovoltaic inverters during harmonic current compensation. *In: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. IEEE, 2016. p. 1-8.

Deutsche Gesellschaft für Sonnenenergie (The German Energy Society) (DGS). **Planning and installing photovoltaic systems: a guide for installers, architects, and engineers**. Berlin: Ed. Earthscan, 2ª edição, 2008.

DÍEZ, José Enrique Hernández et al. A current sensorless delay-based control scheme for MPPT-*boost* converters in photovoltaic systems. **IEEE Access**, v. 8, p. 174449-174462, 2020.

DZHUNUSBEKOV, Erlan; ORAZBAYEV, Sagi. A new passive lossless *snubber*. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 8, p. 9263-9272, 2021.

ELTAMALY, Ali M.; FARH, Hassan MH; OTHMAN, Mohd F. A novel evaluation index for the photovoltaic maximum power point tracker techniques. **Solar Energy**, v. 174, p. 940-956,

2018.

ERICKSON, Robert W. et al. Design of a simple high-power-factor rectifier based on the *flyback* converter. In: **Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition**. IEEE, 1990. p. 792-801. doi: 10.1109/APEC.1990.66382.

FOROUZESH, Mojtaba et al. High-efficiency high step-up DC–DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5967-5982, 2018.

FOROUZESH, Mojtaba et al. Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE transactions on power electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143-9178, 2017.

GONÇALVES, Pedro José Faure; AGOSTINI, Eloi. Generalised analysis of the high-voltage-gain *interleaved ZVS boost-flyback* converter. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 11, p. 2361-2371, 2020.

GOPI, R. Reshma; SREEJITH, S. Converter topologies in photovoltaic applications—A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 94, p. 1-14, 2018.

GORJIAN, Shiva; SHUKLA, Ashish (Ed.). **Photovoltaic solar energy conversion: technologies, applications and environmental impacts**. Academic Press, 2020.

GUAN, Yueshi et al. Review of high-frequency high-voltage-conversion-ratio DC–DC converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, v. 2, n. 4, p. 374-389, 2021.

GU, Yu et al. Research on stability improvement of the cascaded DC–DC converters based on AC signal sampling control method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 4547-4559, 2018.

GUO, Zhiqiang; SHA, Deshang. **New Topologies and Modulation Schemes for Soft-switching Isolated DC-DC Converters**. 1ª Edição. Singapore: Springer, 2020.

HANNAN, M. A. et al. Power electronics contribution to renewable energy conversion addressing emission reduction: Applications, issues, and recommendations. **Applied Energy**, v. 251, p. 113404, 2019.

HASANPOUR, Sara. New structure of single-switch ultra-high-gain DC/DC converter for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 10, p. 12715-12728, 2022.

HEIDARI, Milad; FARZANEHFARD, Hosein; ESTEKI, Morteza. A single-switch single-magnetic core high conversion ratio converter with low input current ripple and wide soft-switching range for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 7, p. 7226-7234, 2020.

HERNÁNDEZ-CALLEJO, Luis; GALLARDO-SAAVEDRA, Sara; ALONSO-GÓMEZ, Víctor. A review of photovoltaic systems: Design, operation and maintenance. **Solar Energy**, v. 188, p. 426-440, 2019.

HU, Xuefeng et al. An ultrahigh voltage gain hybrid-connected *boost* converter with ultralow distributed voltage stress. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 10, p. 10385-10395, 2020.

HUSSAIN, Afaq et al. A novel sensor-less current technique for photovoltaic system using DC transformer model based model predictive control. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 122, p. 1-12, 2020.

JIANG, Wentao; CHINCHOLKAR, Satyajit Hemant; CHAN, Chok-You. Investigation of a voltage-mode controller for a DC-DC multilevel *boost* converter. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 65, n. 7, p. 908-912, 2018.

JUNG, Doo-Yong et al. *Interleaved* soft-switching *boost* converter for photovoltaic power-generation system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1137-1145, 2011.

KANATHIPAN, Kajanana; LAM, John. A High Voltage Gain Isolated PV Micro-converter With a Single-voltage Maximum Power Point Tracking Control Loop for DC Micro-grid Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, 2021.

KALOGIROU, S. **Solar energy engineering: processes and systems**. Estados Unidos da América: Ed. Academic Press, 2ª Edição, 14.

KANNAN, Nadarajah; VAKEESAN, Divagar. Solar energy for future world:-A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 62, p. 1092-1105, 2016.

KAZIMIERCZUK, Marian. K. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters**. 2ª Edição. Ed. John Wiley & Sons: Estados Unidos da América, 2016.

KILLI, Muralidhar; SAMANTA, Susovan. Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5549-5559, 2015.

KIRAN, S. Shashi et al. Photovoltaic System for Electric Vehicle using *Interleaved Boost* Converter. *In: 2020 5th International Conference on Computing, Communication and Security (ICCCS)*. IEEE, 2020. p. 1-6.

KOTHAPALLI, Koteswara Rao et al. Soft-switched ultrahigh gain DC-DC converter with voltage multiplier cell for DC microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 11, p. 11063-11075, 2021.

KRISHNAN, Anu R. et al. Comparison of P&O MPPT based solar PV system with *interleaved boost* converter. *In: 2019 2nd International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*. IEEE, 2019. p. 1370-1376.

KUMAR, Ajay; GUPTA, Nitin; GUPTA, Vikas. A comprehensive review on grid-tied solar photovoltaic system. **Journal of Green Engineering**, v. 7, n. 1, p. 213-254, 2017.

KUMAR, L. A.; ALEXANDER, S. A.; RAJENDRAN, M. **Power electronic converters for solar photovoltaic systems**. 1ª Edição. Ed. Academic Press, 2021.

KUMAR, V.; BEHERA, R. K.; JOSHI, D.; BANSAL, R. **Power Electronics, Drives, and Advanced Applications**. 1ª Edição. Ed. CRC PRESS, 2020.

LISERRE, Marco; SAUTER, Thilo; HUNG, John Y. Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 4, n. 1, p. 18-37, 2010.

LIU, Guanliang et al. A sensorless current balance control method for *interleaved boost* converters based on output voltage ripple. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 6, p. 7138-7149, 2021.

LIU, Tongmin; LIN, Mingyao; AI, Jian. High step-up *interleaved* DC–DC converter with asymmetric voltage multiplier cell and coupled inductor. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 4, p. 4209- 4222, 2020.

LIU, Yuan et al. High Frequency Wide Output Range *Boost-Flyback* Converter with Zero Voltage Switching. In: **2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)**. IEEE, 2018. p. 1-6.

LUCENÑO-SÁNCHEZ, José Antonio; DÍEZ-PASCUAL, Ana María; PEÑA CAPILLA, Rafael. Materials for photovoltaics: State of art and recent developments. **International Journal of Molecular Sciences**, v. 20, n. 4, p. 976, 2019.

LUEWISUTHICHAT, K. et al. Analysis and implement DC-DC integrated boost-flyback converter with LED street light stand-by application. In: **2020 International Conference on Power, Energy and Innovations (ICPEI)**. IEEE, 2020. p. 197-200.

LUO, F. L.; YE, H. **Power Electronics: Advanced conversion Technologies**. 2ª Edição. Ed. CRC PRESS: Estados Unidos da América, 2018.

LUTZ, J.; SCHLANGENOTTO, H.; SCHEUERMANN, U.; DONCKER, R. **Semiconductor power devices: physics, characteristics, reliability**. 2ª Edição. Ed. Springer, 2018.

MARTIN, Aranzazu D.; VAZQUEZ, Jesus R.; CANO, J. M. MPPT in PV systems under partial shading conditions using artificial vision. **Electric Power Systems Research**, v. 162, p. 89-98, 2018.

METRY, Morcos e BALOG, Robert S. An adaptive model predictive controller for current sensorless MPPT in PV systems. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 1, p. 445-455, 2020.

MIRZAEI, Amin; REZVANYVARDOM, Mahdi. High voltage gain soft switching full bridge *interleaved Flyback* DC-DC converter for PV applications. **Solar Energy**, v. 196, p. 217-227, 2020.

MOHAMMADIAN, Navid; YAZDANI, Mohammad Rouhollah. Half-bridge *flyback* converter with lossless passive *snubber* and *interleaved* technique. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 2, p. 239-245, 2018.

MOHAPATRA, M.; PANDA, A. K.; PANIGRAHI, B. P. Real-time implementation of *interleaved* soft-switching *boost* converter connected to stand-alone photovoltaic system using adaptive fuzzy MPPT. **Journal of The Institution of Engineers (India): Series B**, v. 101, n. 4, p. 397-409, 2020.

MOTAHHIR, Saad et al. Proposal and implementation of a novel perturb and observe algorithm

using embedded software. *In: 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*. IEEE, 2015. p. 1-5.

MOTAHHIR, Saad; EL HAMMOUMI, Aboubakr; EL GHZIZAL, Abdelaziz. Photovoltaic system with quantitative comparative between an improved MPPT and existing INC and P&O methods under fast varying of solar irradiation. **Energy Reports**, v. 4, p. 341-350, 2018.

MUÑOZ, Juan-Guillermo; ANGULO, Fabiola; ANGULO-GARCIA, David. Zero average surface controlled *boost-flyback* converter. **Energies**, v. 14, n. 57, p. 1-18, 2021.

MUKHTAR, Nurhakimah Mohd; LU, Dylan Dah-Chuan. A bidirectional two-switch *flyback* converter with cross-coupled LCD *snubbers* for minimizing circulating current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 8, p. 5948-5957, 2018.

NOURI, Tohid; KURDKANDI, Naser Vosoughi; SHANEH, Mahdi. A novel *interleaved* high step-up converter with built-in transformer voltage multiplier cell. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 68, n. 6, p. 4988-4999, 2021.

PAKKIRIAIAH, B.; SUKUMAR, G. D. Research survey on various MPPT performance issues to improve the solar PV system efficiency. **Journal of Solar Energy**, v. 2016, p. 1-20, jul. 2016.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos**. Rio de Janeiro, 2014.

RABAIA, M. K. H.; ABDELKAREEM, M. A.; SAYED, E. T.; ELSAID, K.; CHAE, K. J.; WILBERFORCE, T.; OLABI, A. G. Environmental impacts of solar energy systems: A review. **Science of the Total Environment**, v. 754, p. 1-19, 2021.

RAGHAVENDRA, Kummara Venkat Guru et al. A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. **Electronics**, v. 9, n. 31, p. 1-41, 2019.

RAMANATHAN, Girish Ganesan e Urasaki, Naomitsu. Non-isolated *interleaved* hybrid *boost* converter for renewable energy applications. **Energies**, v.15, n. 2, p. 1-14, 2022.

RAO, Nagaraja S. et al. *Interleaved* high-gain *boost* converter powered by solar energy using hybrid-based MPP tracking technique. **Clean Energy**, v. 6, n. 3, p. 460–475, 2022.

RASHID, M. H. **Electronics handbook**. 4ª Edição. Estados Unidos da América: Ed. Elsevier, 2018.

RASHID, M. H. **Power electronics: devices, circuits and applications**. 3ª Edição. Estados Unidos da América: Ed. Elsevier, 2011.

RASHID, M. H. **Power electronics: devices, circuits and applications**. 4ª Edição. Estados Unidos da América: Ed. Elsevier, 2014.

REDDY, K. Jyotheeswara; SUDHAKAR, N. High voltage gain *interleaved boost* converter with neural network based MPPT controller for fuel cell based electric vehicle applications. **Ieee Access**, v. 6, p. 3899-3908, 2018.

REN21. Renewables 2020: **Global status report**. Paris: REN21, 2023.

REZVANYVARDOM, Mahdi et al. *Interleaved* step-up soft-switching DC–DC *boost* converter without auxiliary switches. **Energy Reports**, v. 8, n. 10, p. 6499–6511, 2022

RYU, Dong-Kyun et al. *Flyback* inverter using voltage sensorless MPPT for photovoltaic AC modules. **Journal of Power Electronics**, v. 14, n. 6, p. 1293-1302, 2014.

SARANI, Sobhan; ZARCHI, Hossein Abootorabi; DELAVARIPOUR, Hossein. Ripple-free input current *flyback* converter using a simple passive circuit. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 3, p. 2557-2564, 2021.

SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. Generalized high step-up DC–DC *boost*-based converter with gain cell. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 2, p. 480-493, 2017.

SCORTEGAGNA, Renato Gregolon. **Conversor elevador de tensão *flyback* intercalado aplicado à conexão entre fontes de energias renováveis e um *microgrid*** CC. 2015. 108 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, Paraná, 2015.

SELVARAJU, Nandakumar; SHANMUGHAM, Prabhuraj; SOMKUN, Sakda. Two-phase *interleaved boost* converter using coupled inductor for fuel cell applications. **Energy Procedia**, v. 138, p. 199-204, 2017.

SHAHIR, Farzad Mohammadzadeh; BABAEI, Ebrahim; FARSADI, Murtaza. Voltage-lift technique based nonisolated *boost* DC–DC converter: Analysis and design. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5917-5926, 2018.

SHITOLE, Amardeep B. et al. Soft-switched high voltage gain *boost*-integrated *flyback* converter interfaced single-phase grid-tied inverter for SPV integration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 1, p. 482-493, 2018.

SIWAKOTI, Yam P.; BLAABJERG, Frede. Single switch nonisolated ultra-step-up DC–DC converter with an integrated coupled inductor for high *boost* applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8544-8558, 2016.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer. **Célula de comutação intercalada para conversores com características de seguidor de tensão e comutação suave**. 2021. 200 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, Paraná, 2021.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu André. An *interleaved* PFC *boost* converter with soft commutations and voltage follower characteristics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 7, p. 6732-6740, 2022.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu André. Switching cell with frequency modulation for CCM voltage-follower converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 6, p. 6223-6227, 2021.

SOLTANZADEH, Karim; YOUSEFI, Mohammad Reza. Analysis and design of two-switch *flyback* converter with double passive lossless *snubber*. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 7, p.

1187-1194, 2018.

TOFOLI, Fernando Lessa et al. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the *boost* converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 2044-2057, 2015.

TSENG, Kuo-Ching; CHENG, Chun-An; CHEN, Chun-Tse. High step-up *interleaved boost* converter for distributed generation using renewable and alternative power sources. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 2, pp. 713-722, 2017.

VURAL, Gulfer. Analyzing the impacts of economic growth, pollution, technological innovation and trade on renewable energy production in selected Latin American countries. **Renewable Energy**, v. 171, p. 210-216, 2021.

WILSON, Thomas G. The evolution of power electronics. **IEEE Transactions on Power electronics**, v. 15, n. 3, p. 439-446, 2000.

WU, Xiaogang et al. A novel high-gain DC-DC converter applied in fuel cell vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 69, n. 11, p. 12763-12774, 2020.

XU, Libin; CHENG, Ruofa; YANG, Jiajing. A new MPPT technique for fast and efficient tracking under fast varying solar irradiation and load resistance. **International Journal of Photoenergy**, v. 2020, p. 1-18, 2020.

YAO, Tong; NAN, Chenhao; AYYANAR, Rajapandian. A new soft-switching topology for switched inductor high gain *boost*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2449-2458, 2018.

ZENG, Yangbin et al. Cost-effective clamping capacitor *boost* converter with high voltage gain. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 9, p. 1775-1786, 2020.

ZHANG, Feng et al. A hybrid *boost-flyback/flyback* microinverter for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 1, p. 308-318, 2020.

ZHONG, Q. C.; HORNIK, T. **Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration**. 1ª Edição. Reino Unido. Ed. John Wiley & Sons, 2013.

ZHU, Hongyu et al. A family of *interleaved boost* converters for battery discharging in space applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 2, p. 1887-1900, 2023.

APÊNDICES

APÊNDICE A – INDUTORES ACOPLADOS

O cálculo da quantidade de espiras do primário dos indutores acoplados, N_1 , é realizado em (154).

$$N_1 = \frac{V_i}{4B_{max}A_e f} \quad (154)$$

Em que B_{max} corresponde à densidade de fluxo magnética máxima, cujos valores típicos de projeto variam de 0,1 T a 0,3 T e A_e representa a área da seção transversal do núcleo, a qual varia conforme o núcleo utilizado e está devidamente apresentado na folha de dados.

A partir da relação de transformação, obtém-se a quantidade de espiras do secundário, N_2 , conforme (155).

$$N_2 = nN_1 \quad (155)$$

O distanciamento do entreferro é obtido em (156).

$$Entreferro = \frac{N_1^2 \mu_0 A_e}{L_{N1}} \quad (156)$$

Em que μ_0 corresponde à permeabilidade magnética do vácuo com valor de $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m e L_{N1} corresponde à indutância do enrolamento do primário.

O comprimento dos condutores do primário e do secundário, l_{N1} e l_{N2} , respectivamente (157) (158).

$$l_{N1} = N_1 l_n \quad (157)$$

$$l_{N2} = N_2 l_n \quad (158)$$

Em que l_n corresponde ao comprimento médio de uma espira.

APÊNDICE B – INDUTOR DE ENTRADA

O cálculo da quantidade de espiras no indutor, N_L , é realizado conforme descrito em (159).

$$N_L = \frac{LI_{pico}}{B_{max}A_e} \quad (159)$$

Em que I_{pico} corresponde à corrente de pico que circula pelo componente.

O cálculo do entreferro é semelhante ao apresentado em (156), reinserido em (160).

$$Entreferro = \frac{N_1^2 \mu_0 A_e}{L_{N1}} \quad (160)$$

O comprimento do condutor é obtido em (161).

$$l_L = N_L l_n \quad (161)$$

Os cálculos são semelhantes para os componentes magnéticos de cada um dos conversores.

APÊNDICE C – CORREÇÃO DA EQUAÇÃO DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO NA CARGA

O valor médio da tensão na carga pode ser obtido conforme (162).

$$V_o = R_o I_o \quad (162)$$

A relação da corrente de saída pela corrente de entrada é obtida conforme (163).

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1 - \delta}{2(n + 1)} \quad (163)$$

Substituindo (164) em (162) resulta em (165).

$$V_o = R_o \frac{I_i(1 - \delta)}{2(n + 1)} \quad (164)$$

Substituindo (1-δ) determinado em (17) resulta em (165).

$$V_o = \frac{R_o I_i}{2(n + 1)} \frac{2L_{MAG} I_i f_s}{V_{o3}} \quad (165)$$

Substituindo Vo3 determinado em (5) resulta em (166).

$$V_o = \frac{R_o I_i}{2(n + 1)} \frac{2L_{MAG} I_i f_s}{\frac{V_o}{(n + 1)}} \quad (166)$$

Simplificando os termos comuns, obtém-se (167).

$$V_o^2 = I_i^2 R_o L_{MAG} f_s \quad (167)$$

Substituindo o valor da corrente de entrada pela equação idealizada determinada em (19), obtém-se em (168) o valor médio da tensão de saída idealizado, idêntico à (25).

$$V_o = V_i \sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} f_s}} \quad (168)$$

Substituindo, em (167), o valor da corrente de entrada pela equação corrigida determinada em (27), obtém-se em (169) o valor médio da tensão de saída idealizado.

$$V_o^2 = R_o L_{MAG} f_s \left[\frac{V_i}{L_{MAG} f_s} - \frac{V_o}{2} \sqrt{\frac{(C_s + 2C_{Db} + 2C_{Df})}{n \left(\frac{L_{MAG}}{2} + L_{LK} \right)}} \right]^2 \quad (169)$$

A resolução do equacionamento resulta em (170).

$$V_o = \frac{n \cdot V_i \left(\sqrt{\frac{R_o}{L_{MAG} \cdot f_s}} - R_o \sqrt{\frac{(C_s + 2C_{Db} + 2C_{Df})}{4L_{LK} + n \cdot L_{MAG}}} \right) (4L_{LK} + L_{MAG})}{4n \cdot L_{LK} + L_{MAG} \cdot (n - C_s \cdot R_o \cdot f_s - 2C_{Db} \cdot R_o \cdot f_s - 2C_{Df} \cdot R_o \cdot f_s)} \quad (170)$$