



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DIEGO BRUNO SARAIVA ALVES

**CONVERTOR *BOOST* DE ALTO GANHO BASEADO NA VERSÃO BIDIRECIONAL
DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

FORTALEZA

2014

DIEGO BRUNO SARAIVA ALVES

**CONVERTOR *BOOST* DE ALTO GANHO BASEADO NA VERSÃO BIDIRECIONAL
DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos

Orientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

Co-orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr.

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

A478c Alves, Diego Bruno Saraiva.

Conversor Boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados / Diego Bruno Saraiva Alves. – 2014.

107 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos.

Orientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

Coorientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Conversor de três portas. I. Título.

DIEGO BRUNO SARAIVA ALVES

**CONVERTOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO NA VERSÃO
BIDIRECIONAL DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

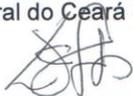
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 09/10/2014

BANCA EXAMINADORA



Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)



Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr.
Universidade Federal de Uberlândia (UFU)



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)



Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)



Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

À Deus.

À minha família.

AGRADECIMENTOS

À Deus por me proporcionar uma vida cheia de projetos e realizações.

À minha família por sempre me incentivar nos estudos e na vida.

Em especial à minha irmã, Priscilla Saraiva, por compreender minha ausência, e sempre me apoiar na vida.

Em especial à minha namorada, Luana Mendes, pelo carinho, companheirismo e apoio nos momentos mais difíceis.

Ao Prof. Paulo Praça, pela orientação, paciência, por me guiar durante essa jornada e contribuir com sua experiência na realização deste trabalho.

Ao Prof. Demercil Oliveira, pela paciência e suporte incondicional em todas as fases desta dissertação.

À todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, que contribuíram com o valioso conhecimento para a minha formação.

À todas as amigas feitas durante o mestrado, nas disciplinas ou nos laboratórios, pelo apoio, troca de experiência e momentos de descontrações.

À todos os amigos e colegas da Solução Sistemas, pelo conforto que me deram nos momentos de cansaço.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), pela infraestrutura do laboratório que proporcionou a concretização desse projeto.

Por fim, mas não menos importante, a todos aqueles que não foram citados acima, mas contribuíram de forma direta ou indireta na concretização deste trabalho e na minha formação como cidadão.

À todos, Muito Obrigado!

“Que os vossos esforços desafiem as impossibilidades, lembrai-vos de que as coisas do homem foram conquistadas do que parecia impossível.”

(Charles Chaplin)

RESUMO

Este trabalho tem por escopo apresentar o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC não isolado de três portas, adequado à integração em um único estágio de conversão: um banco de baterias, um conjunto de painéis fotovoltaicos e o *link* CC. A topologia proposta apresenta um conversor *boost* de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados na qual se tem integrado um banco de baterias e um conjunto de painéis fotovoltaicos com capacidade para gerar um barramento CC de 200V em um único estágio de processamento. A característica bidirecional da topologia permite aos painéis fotovoltaicos carregar as baterias e alimentar a carga dependendo da incidência solar. No caso de ausência de sol, o banco de baterias supre a carga. Outra importante característica deste conversor é a comutação suave em modo ZVS para todas as chaves. Foi desenvolvido um protótipo experimental com potência nominal de 500W de forma a validar todo o embasamento teórico e de simulação apresentados. O conversor desenvolvido foi submetido a três condições: o fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para o banco de baterias, sendo obtido o rendimento de 94,18%, 96,09% e 94,67% respectivamente para cada condição. Além disso, as formas de ondas experimentais e de simulação para cada condição e o comparativo de rendimento de topologias, também são apresentados. O alto ganho e o rendimento alcançado nesta topologia, a torna uma forte solução quando há necessidade de elevar a tensão a partir de baterias ou painéis fotovoltaicos, quando os valores fornecidos por estes geralmente são de 12V, 24V ou 48V. Ressalte-se que este trabalho contribui cientificamente na área da eletrônica de potência, mais especificamente, no que concerne ao estudo e desenvolvimento de novas topologias de conversores CC-CC não isolados de três portas para aplicações em energias renováveis.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência. Conversor de Três Portas. Alto Ganho de Tensão. Comutação Suave. Estágio Único. Baterias e Painéis Fotovoltaicos.

ABSTRACT

This paper presents the study and development of a topology of nonisolated converter operating at high frequency, which is suitable for the integration of battery banks, photovoltaic panels, and a high voltage dc link in a single conversion stage. The topology is based on the bidirectional version of the three-state switching cell and is recommended for battery charging, while a 200V dc link can be obtained in a single conversion stage using photovoltaic (PV) panels. The presented converter is able to supply a 200V dc link using a battery bank and a PV array and, depending on the solar irradiance level, it is also possible to charge the batteries by using a single conversion stage. Moreover, all the switches of the converter are able to operate under zero voltage switching (ZVS) condition over a wide operation range. The experimental results are obtained from a 500W laboratory prototype, which has been developed and tested in three situations: energy flow from the battery bank to the load, energy flow from the PV panel to the load; and energy flow from the panel to the battery bank, achieving the efficiency of 94,18%, 96,09% e 94,67% respectively. The high gain afforded by this topology and the excellent performance obtained in all operations mode, shows as a solution where the requirement of increasing the voltage to 200V or 400V from low input voltage energy sources, typically 12V, 24V or 48V, provided by batteries, solar panels or others sources of energy, for Uninterruptable Power Supply (UPS), or a DC link, for example.

Keywords: Power Eletronics. Three-Ports. High Voltage Gain. Soft-Switching. Single Stage. Batteries and Photovoltaic Panels.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Principais arquiteturas convencionais de sistemas fotovoltaicos isolados..... | 1 |
| Figura 2 – Arquitetura proposta..... | 2 |
| Figura 1.1 – Estrutura da célula de comutação de três estados | 4 |
| Figura 1.2 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados | 5 |
| Figura 1.3 – Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados | 6 |
| Figura 1.4 – Conversor com célula de três estados e multiplicador de tensão | 6 |
| Figura 1.5 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados | 7 |
| Figura 1.6 – Conversor <i>boost</i> de alto ganho com célula de comutação entrelaçado..... | 8 |
| Figura 1.7 – Conversor CC-CC de três portas de estágio único..... | 9 |
| Figura 1.8 – Conversor CC-CC de três portas..... | 10 |
| Figura 1.9 – Conversor de três portas com células multiplicadoras de tensão..... | 11 |
| Figura 1.10 – Conversor de três portas para sistemas autônomos de energia | 12 |
| Figura 1.11 – Conversor proposto por (PRAÇA, 2011) – Topologia III | 12 |
| Figura 1.12 – Topologia proposta..... | 14 |
| Figura 2.1 – Topologia proposta..... | 16 |
| Figura 2.2 – Primeira etapa de operação | 18 |
| Figura 2.3 – Segunda etapa de operação | 18 |
| Figura 2.4 – Terceira etapa de operação..... | 19 |
| Figura 2.5 – Quarta etapa de operação | 20 |
| Figura 2.6 – Quinta etapa de operação | 20 |
| Figura 2.7 – Sexta etapa de operação | 21 |
| Figura 2.8 – Formas de onda teóricas do conversor no modo bateria - carga..... | 22 |
| Figura 2.9 – Primeira etapa de operação | 23 |
| Figura 2.10 – Segunda etapa de operação | 24 |
| Figura 2.11 – Segunda etapa de operação | 24 |
| Figura 2.12 – Quarta etapa de operação | 25 |
| Figura 2.13 – Quinta etapa de operação | 25 |
| Figura 2.14 – Sexta etapa de operação | 26 |
| Figura 2.15 – Formas de onda teóricas do conversor operando no modo painel - carga | 27 |
| Figura 2.16 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação, com $D > 50\%$ | 28 |
| Figura 2.17 – Circuito equivalente da terceira etapa, com $D > 50\%$ | 29 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.18 – Circuito equivalente da primeira etapa, com $D < 50\%$ | 32 |
| Figura 2.19 – Circuito equivalente da terceira etapa, com $D < 50\%$ | 33 |
| Figura 2.20 – Circuito equivalente para análise da comutação suave | 39 |
| Figura 2.21 – Circuito equivalente da sexta etapa | 42 |
| Figura 2.22 – Circuito equivalente da primeira etapa | 43 |
| Figura 2.23 – Circuito equivalente para análise da comutação suave | 43 |
| Figura 4.1 – Circuito do conversor, fluxo de energia da bateria para a carga | 66 |
| Figura 4.2 – Tensão nos capacitores. a) Resultado simulado. b) Experimental | 67 |
| Figura 4.3 – Tensão nas chaves S_1 , S_2 e corrente no braço I_{L1} . a) Resultado simulado. b) Experimental | 67 |
| Figura 4.4 – Detalha da comutação na chave S_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental | 68 |
| Figura 4.5 – Detalhe da comutação na chave S_1 . a) Resultado simulado. b) Experimental ... | 68 |
| Figura 4.6 – Corrente de entrada e nos enrolamentos primários do transformador. a) Resultado Simulado. b) Experimental | 69 |
| Figura 4.7 – Tensão nos diodos D_1 e D_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental | 69 |
| Figura 4.8 – Fluxo de energia do painel para a carga | 70 |
| Figura 4.9 – Tensão e corrente de entrada e saída. a) Resultado simulado b) Experimental ... | 70 |
| Figura 4.10 – Tensão nas chaves S_1 , S_2 e corrente no braço I_{L1} . a) Resultado simulado. b) Experimental | 71 |
| Figura 4.11 – Detalhe da comutação na chave S_2 | 71 |
| Figura 4.12 – Detalhe da comutação na chave S_1 . a) Resultado simulado. b) Experimental ... | 72 |
| Figura 4.13 – Detalhe da comutação na chave S_1 ($L_p = 20\mu H$). a) Resultado simulado. b) Experimental. | 72 |
| Figura 4.14 – Corrente de entrada e no enrolamento primário. a) Resultado simulado. b) Experimental. | 73 |
| Figura 4.15 – Fluxo de energia do painel para a bateria | 73 |
| Figura 4.16 – Tensão e corrente de entrada. a) Resultado simulado. b) Experimental | 74 |
| Figura 4.17 – Tensão e corrente no resistor. a) Resultado simulado. b) Experimental | 74 |
| Figura 4.18 – Corrente no enrolamento primário e na bateria. a) Resultado simulado. b) Experimental | 75 |
| Figura 4.19 – Detalhe da comutação na chave S_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental ... | 75 |
| Figura 4.20 – Detalhe da comutação na chave S_1 | 76 |
| Figura 4.21 – Simulação: lógica de acionamento das chaves | 85 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.22 – Simulação: circuito de potência | 85 |
| Figura 4.23 – Protótipo experimental | 86 |
| Figura 4.24 – Circuito de potência | 87 |
| Figura 4.25 – Esquemático do circuito de potência - parte 1/2 | 88 |
| Figura 4.26 – Esquemático do circuito de potência - parte 2/2 | 89 |
| Figura 4.27 – Esquemático do <i>driver</i> | 90 |
| Figura 4.28 – Esquemático do circuito de controle - (Kit de Desenvolvimento)..... | 91 |

LISTA DE GRÁFICOS

| | |
|--|----|
| Gráfico 2.1 – Ganho Estático x Razão Cíclica | 35 |
| Gráfico 2.2 – Ganho Estático x Corrente Parametrizada..... | 36 |
| Gráfico 2.3 – a) Tempo morto mínimo das chaves superiores. b) Tempo morto máximo das chaves superiores..... | 41 |
| Gráfico 2.4 – a) Tempo morto mínimo das chaves inferiores. b) Tempo morto máximo das chaves inferiores..... | 45 |
| Gráfico 3.1 – a) Tempo morto máximo e mínimo para as chaves inferiores, com $D=0,6$ | 58 |
| Gráfico 3.2 – Perdas nos componentes do conversor | 63 |
| Gráfico 4.1 – Curva de rendimento do conversor. | 76 |
| Gráfico 4.2 – Comparativo dos rendimentos..... | 77 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 3.1 – Especificações do conversor..... | 47 |
| Tabela 3.2 – Parâmetros para projeto do indutor de entrada..... | 47 |
| Tabela 3.3 – Características do núcleo NEE 55/28/21 | 48 |
| Tabela 3.4 – Dados do fio AWG 22 | 49 |
| Tabela 3.5 – Parâmetros do indutor de entrada | 49 |
| Tabela 3.6 – Variáveis de entrada para projeto do transformador..... | 50 |
| Tabela 3.7 – Características do núcleo NEE 42/21/15 | 51 |
| Tabela 3.8 – Parâmetros do transformador..... | 52 |
| Tabela 3.9 – Variáveis de entrada para projeto do indutor de comutação..... | 52 |
| Tabela 3.10 – Características do núcleo NEE 30/15/14 | 53 |
| Tabela 3.11 – Principais parâmetros do indutor de comutação..... | 54 |
| Tabela 3.12 – Dados do diodo D1 e D2 | 54 |
| Tabela 3.13 – Dados das chaves S1, S2, S3 e S4 | 56 |
| Tabela 3.14 – Dados do capacitor C_1 | 57 |
| Tabela 3.15 – Dados do capacitor C_2 e C_3 | 57 |
| Tabela 3.16 – Dados do driver de acionamento das chaves de potência..... | 58 |
| Tabela 3.17 – Valores de referência para cálculo das perdas no indutor de entrada..... | 59 |
| Tabela 4.1 – Especificações do projeto | 65 |
| Tabela 4.2 - Componentes magnéticos utilizados no conversor proposto. | 77 |
| Tabela 4.3 – Componentes magnéticos utilizados por Praça (2011)..... | 78 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|--------|--|
| AWG | <i>American Wire Gauge</i> |
| CC | Corrente Contínua |
| CCTE | Célula de Comutação de Três Estados |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> |
| MOSFET | <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracking</i> |
| PSIM | <i>PowerSim</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| UFC | Universidade Federal do Ceará |
| UPS | <i>Uninterruptable Power Supply</i> |
| ZCS | <i>Zero Current Swiching</i> |
| ZVS | <i>Zero Voltage Swiching</i> |

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| INTRODUÇÃO GERAL | 1 |
| 1 REVISÃO BIBLIOGRAFICA | 4 |
| 1.1 Introdução | 4 |
| 1.2 Conversores CC-CC de Alto Ganho com Célula de Comutação de Três Estados | 4 |
| 1.3 Conversores CC-CC Não Isolados de Três Portas | 9 |
| 1.4 Concepção da Topologia..... | 13 |
| 1.5 Considerações Finais | 14 |
| 2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR | 16 |
| 2.1 Introdução | 16 |
| 2.2 Análise Qualitativa..... | 16 |
| 2.2.1 Etapas de operação (modo bateria - carga) | 17 |
| 2.2.2 Formas de onda teóricas do conversor (modo bateria - carga)..... | 21 |
| 2.2.3 Etapas de operação (modo painel - carga) | 23 |
| 2.2.4 Formas de onda teóricas do conversor (modo painel - carga)..... | 26 |
| 2.3 Análise Quantitativa | 28 |
| 2.3.1 Análise quantitativa para $D > 50\%$ | 28 |
| 2.3.2 Análise quantitativa para $D < 50\%$ | 31 |
| 2.3.3 Comparativo dos ganhos estáticos (modo bateria - carga) | 35 |
| 2.4 Determinação de Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes | 36 |
| 2.4.1 Esforços no indutor de entrada (L_{in}) | 36 |
| 2.4.2 Esforços no transformador (T_r)..... | 36 |
| 2.4.3 Esforços nas chaves de potência (S_1, S_2, S_3 e S_4) | 37 |
| 2.4.4 Esforços nos diodos (D_1, D_2) | 38 |
| 2.5 Estudo da Comutação Suave | 39 |
| 2.5.1 Análise da comutação suave para as chaves superiores (S_1, S_3) | 39 |
| 2.5.2 Análise da comutação suave para as chaves inferiores (S_2, S_4) | 42 |
| 2.6 Considerações Finais | 46 |
| 3 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO | 47 |
| 3.1 Introdução | 47 |
| 3.2 Projeto do Indutor de Entrada (L_{in})..... | 47 |
| 3.3 Projeto do Transformador (T_r)..... | 50 |
| 3.4 Projeto do Indutor de Comutação (L_p) | 52 |
| 3.5 Dimensionamento dos Diodos (D_1, D_2) | 54 |
| 3.6 Dimensionamento das Chaves de Potência (S_1, S_2, S_3, S_4)..... | 55 |
| 3.7 Dimensionamento dos Capacitores de Saída (C_1, C_2, C_3) | 56 |
| 3.8 Especificação do Driver de Acionamento das Chaves de Potência | 57 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.9 | Análise de Perdas no Conversor | 58 |
| 3.9.1 | Perdas no indutor de entrada (L_{in}) | 58 |
| 3.9.2 | Perdas no transformador (Tr) | 60 |
| 3.9.3 | Perdas no indutor de comutação (L_p)..... | 60 |
| 3.9.4 | Perdas nos diodos (D_1, D_2) | 61 |
| 3.9.5 | Perdas nas chaves de potência (S_1, S_2, S_3, S_4) | 62 |
| 3.9.6 | Perdas no capacitor de saída (C_1, C_2, C_3)..... | 62 |
| 3.9.7 | Perdas totais no conversor | 62 |
| 3.9.8 | Rendimento teórico..... | 63 |
| 3.10 | Considerações Finais | 64 |
| 4 | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS | 65 |
| 4.1 | Introdução | 65 |
| 4.2 | Fluxo de Energia da Bateria para a Carga | 66 |
| 4.3 | Fluxo de Energia do Painel para a Carga | 70 |
| 4.4 | Fluxo de Energia do Painel para a Bateria | 73 |
| 4.5 | Rendimento dos Conversores..... | 76 |
| 4.6 | Considerações Finais | 78 |
| | CONCLUSÃO GERAL | 79 |
| | SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS | 80 |
| | PUBLICAÇÕES | 81 |
| | REFERÊNCIAS | 82 |
| | APÊNDICE A – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL | 85 |
| | APÊNDICE B – FOTOS DO CONVERSOR | 86 |
| | APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR: CIRCUITO DE POTÊNCIA | 88 |
| | APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR: DRIVER DE ACIONAMENTO | 90 |
| | APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR: CIRCUITO DE CONTROLE | 91 |

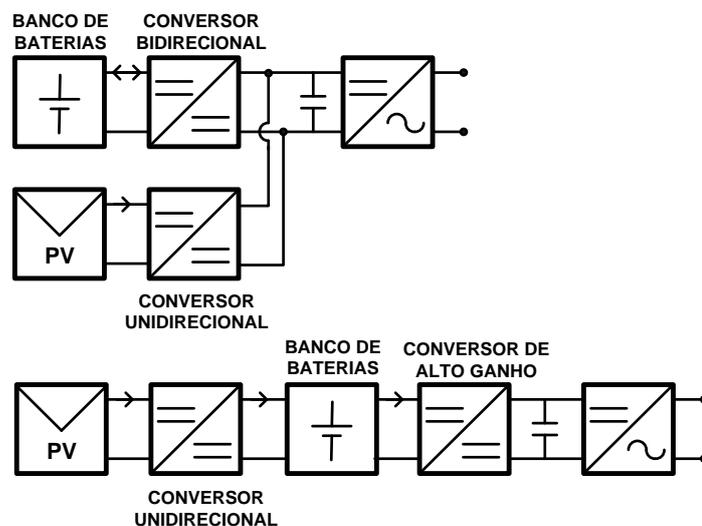
INTRODUÇÃO GERAL

A energia solar fotovoltaica é uma das fontes de energia que mais cresce no mundo, sendo considerada uma das alternativas energéticas mais promissoras. No Brasil, é empregada principalmente em pequenos sistemas isolados (*off-grid*) ou autônomos, instalados em locais não atendidos pela rede elétrica, em regiões de difícil acesso ou onde a instalação de linhas de distribuição de energia elétrica não é economicamente viável (VIVALLVA & GAZOLI, 2012).

O desafio de gerar um barramento CC de alta tensão, a partir de uma baixa tensão, geralmente provenientes de baterias e painéis fotovoltaicos, para alimentar inversores, sistemas ininterruptos de energia (UPS), entre outros, vem conquistando espaço na indústria e no meio científico. Essa problemática vem sendo estudada há alguns anos, gerando diversas propostas que visam superar tal dificuldade (ZHAO, et al., 2003), (TSENG, et al., 2004), (OLIVEIRA JR, et al., 2006), (ALCAZAR, et al., 2008) e (BASCOPE, et al., 2011).

Para o desenvolvimento de sistemas capazes de aproveitar a energia solar, fazendo uso de painéis fotovoltaicos e banco de baterias, pelo menos dois estágios de conversão ainda são necessários (HENN, 2008) e (HONG, et al., 2009). A Figura 1 apresenta as principais arquiteturas convencionais para sistemas fotovoltaicos isolados (*off-grid*), onde se nota a necessidade de no mínimo dois estágios de processamento de energia:

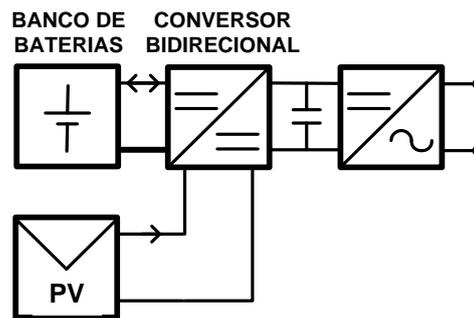
Figura 1 – Principais arquiteturas convencionais de sistemas fotovoltaicos isolados



Fonte: (PRAÇA, 2011).

Entretanto, as topologias de múltiplos estágios geralmente são mais complexas e possuem maior número de componentes que as topologias de único estágio. A redução do número de estágios de processamento de energia resulta em um aumento do rendimento do sistema fotovoltaico (PRAÇA, 2011). A Figura 2 apresenta a arquitetura proposta para um único estágio:

Figura 2 – Arquitetura proposta



Fonte: (PRAÇA, 2011).

Devido às suas inúmeras características, como baixo custo, estrutura compacta, gerenciamento de energia unificada entre portas, muitas topologias de três portas tem sido propostas para diversas aplicações, como veículos elétricos híbridos (TAO, et al., 2006), células de combustíveis (DUARTE, et al., 2007), sistemas de energias espaciais (QIAN; RAHMAN, et al., 2010) e sistemas fotovoltaicos com baterias (QIAN, et al., 2010) e (BARRETO, et al., 2011).

A importância deste trabalho reside na relevância dos conversores multiportas para aplicações em energias renováveis, mostrando-se como alternativa para interligar diversas fontes. Ao invés de utilizar conversores específicos para cada tipo de fonte, conversores multiportas se mostram eficazes, pois necessitam de menos componentes, consequentemente apresentam menor custo, peso e volume, aumentando significativamente o rendimento.

Dentro deste contexto, objetiva-se contribuir para o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC não isolado de três portas, integrado a um banco de baterias, um conjunto de painéis fotovoltaicos, e um conversor *boost* de alto ganho com características bidirecionais. O conversor carrega a bateria e alimenta a carga a depender da incidência solar, e no caso de ausência desta, o banco de baterias supre a carga. Mais ainda, opera em estágio único, com comutação suave em todas as chaves, a razão cíclica com a possibilidade de

variação em toda a faixa ($0 < D < 1$) sem nenhuma restrição e alcança um ótimo rendimento em todos os seus modos de operação.

No intuito de propiciar uma apresentação estruturada do assunto, este trabalho é dividido em quatro capítulos, favorecendo uma sequência lógica de ideias, de maneira a melhor abordar o tema.

No Capítulo 1 é realizada uma revisão bibliográfica de algumas topologias de conversores CC-CC não isolados, ressaltando suas principais características. Na sequência será apresentada a concepção da topologia proposta neste trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto. Na análise qualitativa é feito um estudo da topologia, abordando o princípio de funcionamento, etapas de operação e as formas de ondas teóricas. Na análise quantitativa, é apresentado a modelagem matemática do conversor e o estudo das condições de comutação suave. Ao final deste capítulo é apresentado um comparativo entre topologias.

Com o embasamento adquirido nos capítulos anteriores, o Capítulo 3 aborda o desenvolvimento do projeto, as especificações, os procedimentos para o dimensionamento do conversor, a fim de quantificar os esforços de corrente e tensão em cada componente.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação computacional e experimentais obtidos no conversor operando na condição de potência nominal, de forma a validar todo o embasamento teórico apresentado.

Na sequência, são apresentadas as conclusões desta dissertação, sugestões para futuros trabalhos, bem como as publicações realizadas como frutos deste estudo.

O apêndice está estruturado da seguinte forma:

O Apêndice A apresenta o circuito de simulação do conversor utilizando o *software* de simulação computacional da *PowerSim* – PSIM.

Finalmente, no Apêndice B são mostrados fotos do protótipo experimental, e no Apêndice C, D e E são apresentados os esquemáticos do circuito de potência, *driver* de acionamento e controle, respectivamente.

1 REVISÃO BIBLIOGRAFICA

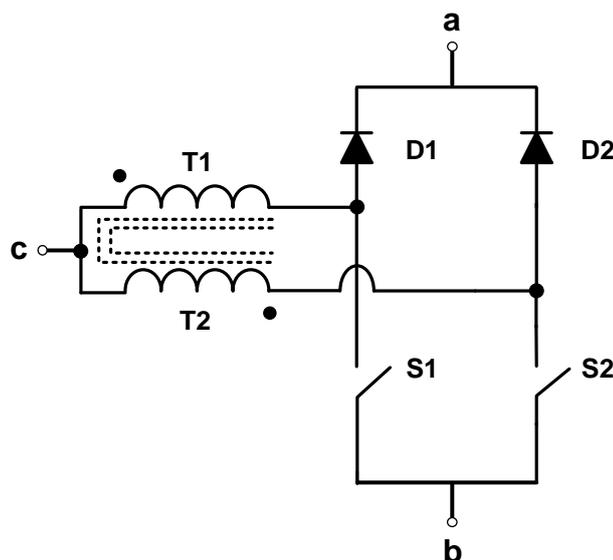
1.1 Introdução

Nesta seção é feita uma revisão bibliográfica de algumas topologias de conversores CC-CC não isolados, que podem possuir as seguintes características: alto ganho, comutação suave, estágio único, célula de comutação de três estados (CCTE), banco de baterias e painel fotovoltaico. Na sequência é apresentada a concepção da topologia proposta neste trabalho.

1.2 Conversores CC-CC de Alto Ganho com Célula de Comutação de Três Estados

A CCTE foi inicialmente desenvolvida por Bascopé (2001), e devido às suas características, diversos trabalhos vêm utilizando esta célula, como os desenvolvidos por Santelo (2006), Peraça et al. (2010), Silveira et al. (2011), Balestero et al. (2013) e Pacheco (2013). A Figura 1.1 apresenta a estrutura da célula:

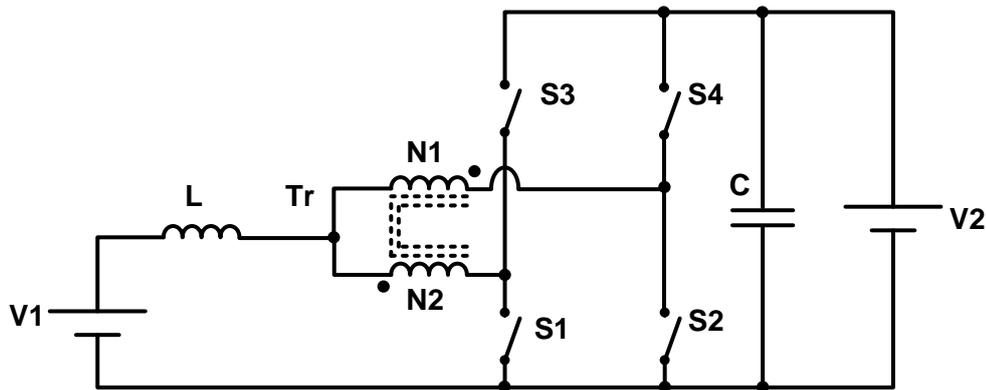
Figura 1.1 – Estrutura da célula de comutação de três estados



Fonte: (BASCOPE, 2001).

Na Figura 1.2 é apresentado o conversor bidirecional baseado na CCTE proposto por Barrozo (2010) voltado para aplicações em veículos elétricos. Este conversor pode operar no modo *boost* ou no modo *buck*, promovendo a bidirecionalidade da energia:

Figura 1.2 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados

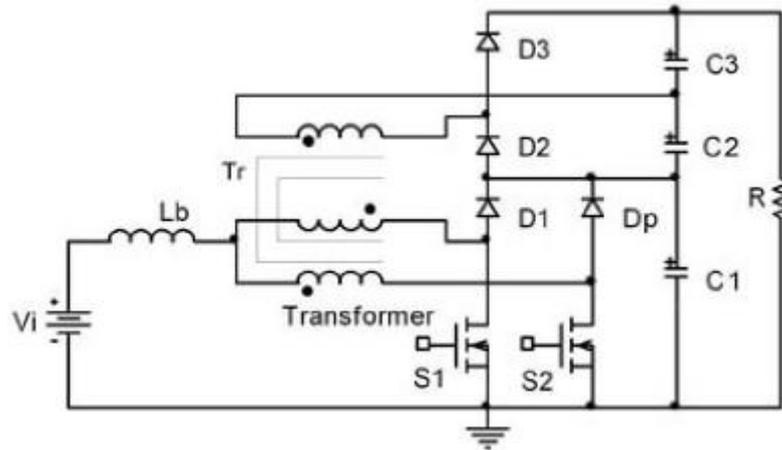


Fonte: (BARROZO, 2010).

Este conversor é formado pelas chaves de potência S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , indutor de filtro L , autotransformador Tr e um capacitor de filtro C . No modo *boost*, é alimentado por V_1 , e no modo *buck* por V_2 . Como principais vantagens pode-se citar a corrente de entrada não pulsada com baixa ondulação, o indutor de entrada operando com o dobro da frequência de chaveamento (implicando na redução do peso e volume do magnético). Além disso, os esforços de tensão nas chaves são reduzidos pela metade devido às características da CCTE. Como desvantagem, a necessidade de circuito *snubbers* em todas as chaves de potência e as elevadas perdas nos semicondutores no modo *buck*. O conversor apresenta quatro etapas de operação para o modo *boost* e quatro etapas para o modo *buck*, e rendimento médio em torno de 93% com potência de 450W a 950W para o modo *boost*.

Em Bascopé et al. (2006) é apresentada a topologia de um conversor de alto ganho baseado na CCTE, ideal para aplicações onde se tem baixa tensão de entrada, normalmente entre 12V a 48V proveniente de baterias e necessita-se de alta tensão de saída, geralmente entre 200V a 400V. O circuito é composto por uma fonte de entrada V_i , indutor de entrada L_b , transformador T_r , chaves de potência controladas S_1 e S_2 , diodos retificadores D_1 , D_2 , D_3 e D_p , capacitores de filtro C_1 , C_2 , C_3 e uma carga resistiva R . A Figura 1.3 ilustra a topologia do conversor:

Figura 1.3 – Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados

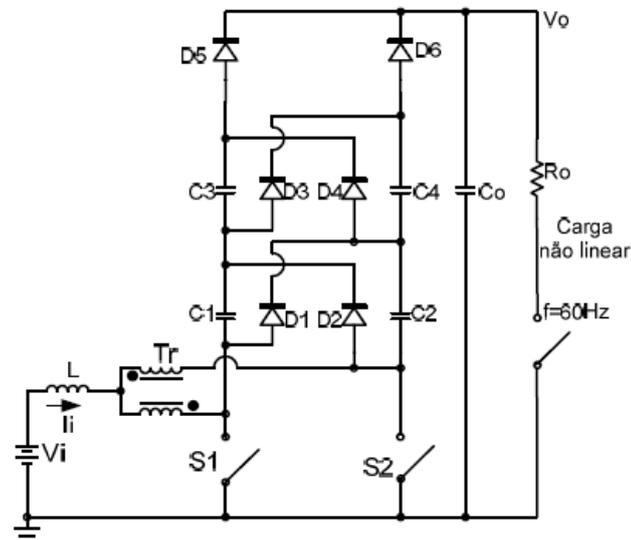


Fonte: (BASCOPE, et al., 2006).

Como principais vantagens pode-se citar a baixa ondulação da corrente de entrada, o indutor operando com o dobro da frequência de entrada, o que possibilita a redução do peso e volume do magnético. Além disso, os esforços de tensão nas chaves são reduzidos pela metade devido às características da CCTE. Como desvantagem, o conversor não funciona adequadamente para razão cíclica menor que 50% devido às características magnéticas do transformador. Esta topologia apresenta quatro etapas de operação com razão cíclica maior que 50% e rendimento em torno de 94% para uma potência nominal de 1kW.

Em Alcazar (2010) é feito um estudo de conversores CC-CC de alto ganho baseado na CCTE e nas células multiplicadoras de tensão. Destaque-se a topologia ilustrada na Figura 1.4 para uma breve análise:

Figura 1.4 – Conversor com célula de três estados e multiplicador de tensão

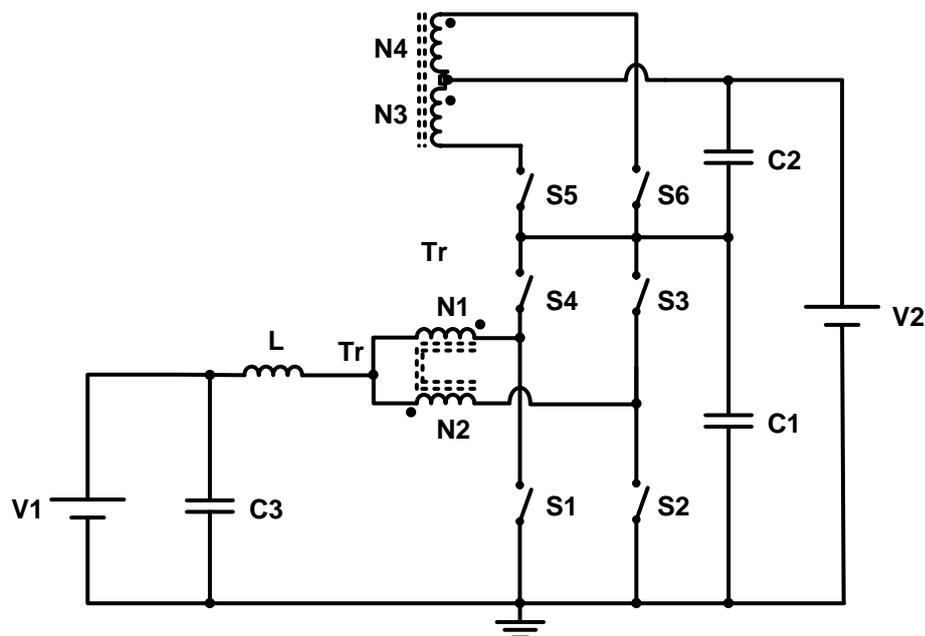


Fonte: (ALCAZAR, 2010).

A topologia apresenta um conversor CC-CC de alto ganho baseado na CCTE com duas células multiplicadoras de tensão. O circuito de potência é formado por: fonte de tensão V_i , indutor de entrada L , transformador T_r , duas chaves controladas S_1 e S_2 , duas células multiplicadoras de tensão formada pelos diodos D_1 , D_2 , D_3 , e D_4 , capacitores de saída C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , dois diodos retificadores D_5 e D_6 , capacitor de filtro de saída C_o e a resistência de carga R_o . Com relação às principais vantagens desta topologia, destaque-se: o alto rendimento, a corrente de entrada não pulsada e com baixa ondulação, a frequência de operação do indutor e do transformador é o dobro da frequência de comutação dos interruptores, reduzindo significativamente o tamanho dos elementos magnéticos. Como desvantagem, destaque-se: maior quantidade de componentes tendendo a aumentar, a depender do número de células multiplicadoras. Este conversor apresenta oito etapas de operação e um rendimento de 97,7% para uma potência de carga de 250W e 95,7% para potência nominal de 1kW.

Na sequência é apresentado um conversor bidirecional CC-CC baseado na CCTE proposto por Marques (2012):

Figura 1.5 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados



Fonte: (MARQUES, 2012).

Este conversor é formado pelas chaves de potência S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , indutor de entrada L_1 , transformador T_r com enrolamentos N_1 , N_2 , N_3 e N_4 , diodos retificadores D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 e capacitores de filtro C_1 , C_2 e C_3 . Quando no modo *boost* é alimentado

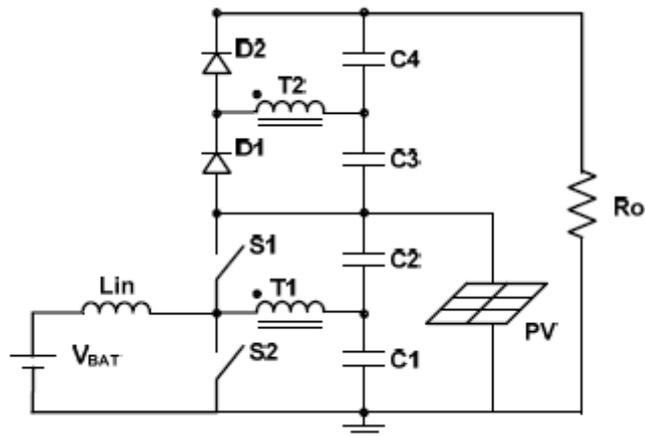
quantidade de chaves em função da quantidade de enrolamentos utilizados, o que implica circuitos de chaveamento mais complexos.

Até o presente momento, foram abordadas topologias que tem como principal característica o alto ganho de tensão fazendo o uso da CCTE. O alto ganho proporcionado por estas topologias bem como a alto rendimento obtido, mostram-se como soluções atrativas para situações onde se tem baixa tensão de entrada, normalmente fornecida por baterias, painéis solares ou outras fontes de energias, quando se necessita alimentar cargas ou um link CC para interligar um inversor.

1.3 Conversores CC-CC Não Isolados de Três Portas

A Figura 1.7 apresenta um conversor CC-CC não isolado de alto ganho com um único estágio de processamento de energia proposto por Park et al. (2010) e adaptado por Praça (2011):

Figura 1.7 – Conversor CC-CC de três portas de estágio único



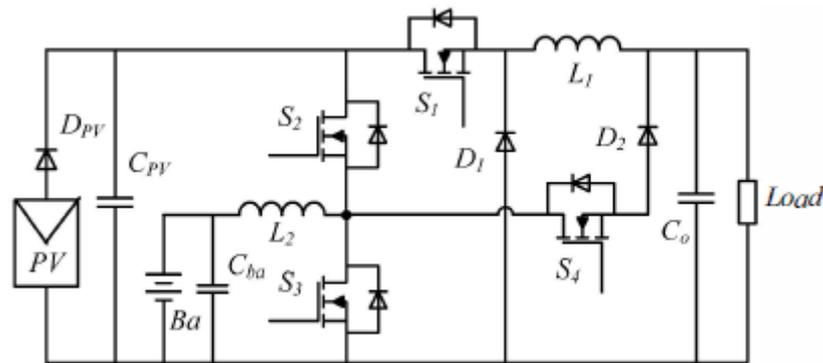
Fonte: Praça (2011).

O circuito de potência é composto pelo banco de baterias V_{BAT} , conjunto de painéis fotovoltaicos P_V , chaves de potência S_1 e S_2 , diodos D_1 e D_2 , transformador composto pelos enrolamentos T_1 - T_2 , capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 e uma carga resistiva R_o . Este conversor propõe a integração do banco de baterias, painel fotovoltaico, e do conversor de alto ganho em um único estágio de processamento da energia. A principal característica dessa estrutura é a redução dos esforços de tensão nas chaves de potência, uma vez que esta opera com comutação suave, obtida naturalmente pelas características do conversor sem a necessidade de componentes adicionais. Outras vantagens são a baixa ondulação da corrente de entrada, alta

frequência de chaveamento e circuito de controle simplificado. Este conversor apresenta rendimento de 92,5%, para uma potência nominal de 500W, considerando o fluxo de energia da bateria para a carga.

Continuando nessa linha de conversores, na Figura 1.8 é apresentada a topologia do conversor proposto por Zhou et al. (2012). O circuito é composto por um conjunto de painéis fotovoltaicos P_V , banco de baterias B_a , indutor L_1 e L_2 , chaves de potência controladas S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , diodos D_1 , D_2 e D_{PV} , capacitor de filtro C_{PV} , C_{Ba} , C_O e uma carga resistiva R .

Figura 1.8 – Conversor CC-CC de três portas

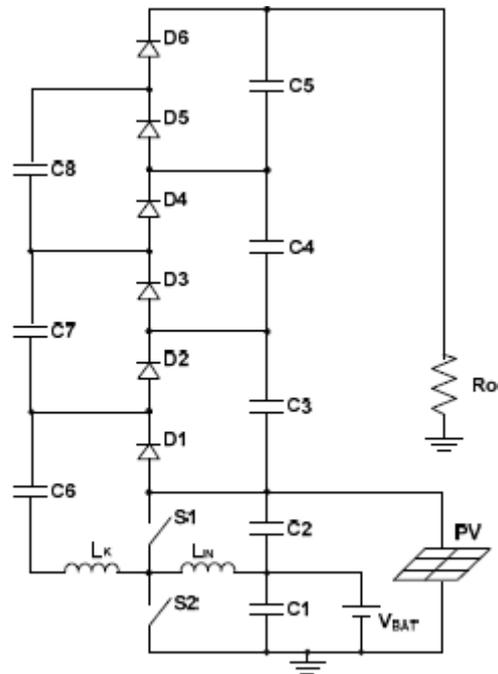


Fonte: (ZHOU, et al., 2012).

Quando a potência de entrada é maior que a demandada pela carga, o painel fotovoltaico alimenta a carga e carrega a bateria. No caso da demanda de energia ser maior que a potência de entrada, tanto o painel como o banco de baterias fornecem energia para a carga. Por fim, considerando a ausência de incidência solar, o banco de baterias supre a carga. O conversor apresenta rendimento em torno de 94% para as três condições: fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para o banco de baterias, considerando uma potência nominal menor que 400W.

Na Figura 1.9 apresenta um conversor *boost* de alto ganho com características de comutação suave ZVS, fazendo uso de células multiplicadoras de tensão para carregamento de baterias usando painéis fotovoltaicos. Esta topologia não apresenta transformador, no entanto o ganho de tensão é alcançado através da associação de células multiplicadoras de tensão. A topologia é formada por um indutor de entrada L_{in} , chaves de potência S_1 e S_2 , indutor limitador de corrente L_K , diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 , capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , C_7 e C_8 e uma carga resistiva R_O :

Figura 1.9 – Conversor de três portas com células multiplicadoras de tensão

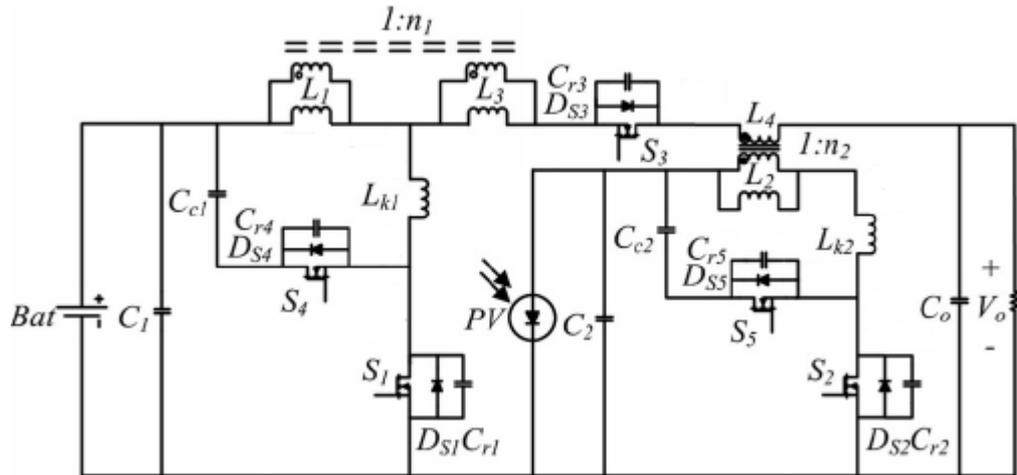


Fonte: (PRAÇA, 2011).

A principal vantagem desta topologia é o alto ganho de tensão proporcionado pelo conversor, ou seja, com o aumento do número de células multiplicadoras, conseqüentemente tem-se maior ganho de tensão, além de o conversor operar com comutação suave em um único estágio de processamento. Como desvantagem, quanto maior o número de células multiplicadoras de tensão, maiores são as perdas nos componentes, conseqüentemente, maiores são o peso e volume do conversor. Este conversor possui oito estágios de operação e rendimento de 85% para uma potência nominal de 500W.

A Figura 1.10 apresenta o conversor proposto por Chen et al. (2013). O conversor é composto por duas chaves principais S_1 e S_2 , banco de baterias B_{at} , painel fotovoltaico P_v , as chaves complementares S_1 e S_3 , que promovem a bidirecionalidade do fluxo de energia, dois indutores acoplados com enrolamentos que proporcionam o alto ganho de tensão L_1 e L_2 e circuitos de grampeamento formado por S_4 , L_{k1} , C_{c1} e S_5 , L_{k2} , C_{c2} , usados para reaproveitamento da energia:

Figura 1.10 – Conversor de três portas para sistemas autônomos de energia

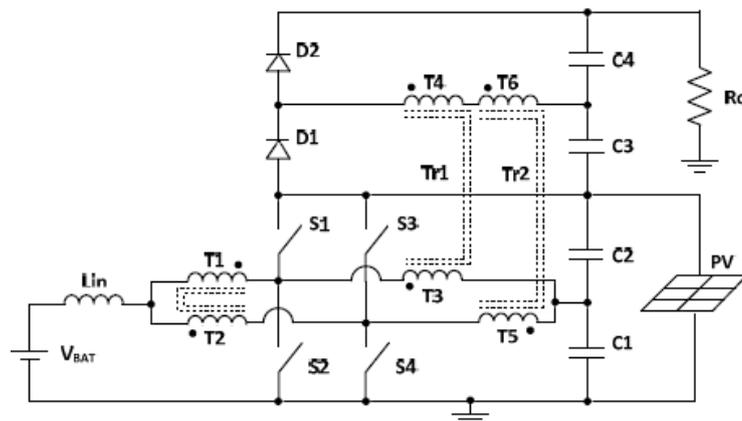


Fonte: (CHEN, et al., 2013).

As principais vantagens desse conversor são: o alto ganho de tensão obtido através de indutores acoplados, estratégia de controle simplificada e tensão de saída regulada em 380V. O conversor apresenta 12 etapas de operação com rendimento de 90,1% para uma potência nominal de 110W.

A topologia proposta por Praça (2011), apresentada na Figura 1.11 é formada por um indutor de entrada L_{in} , chaves de potência controlada S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , diodos retificadores D_1 e D_2 , células de comutação de três estados T_1 e T_2 , transformadores Tr_1 e Tr_2 , capacitores de saída C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , banco de baterias V_{BAT} , painel fotovoltaico PV e carga resistiva R_O :

Figura 1.11 – Conversor proposto por (PRAÇA, 2011) – Topologia III



Fonte: (PRAÇA, 2011).

Esta topologia propõe o uso de um conversor *boost* de alto ganho com característica bidirecional entre a bateria e o painel fotovoltaico, onde se contempla a associação de um carregador de bateria e um conversor elevador em um único estágio de conversão de energia e comutação suave. Devido ao uso da CCTE, o conversor opera com o dobro da frequência de chaveamento, isso faz com que seu peso e volume sejam diminuídos. Mais ainda, a corrente de entrada se divide pela metade através dos enrolamentos da célula, reduzindo consideravelmente os esforços de tensão e corrente nas chaves. O conversor pode operar em modo ZVS ou ZCS e trabalha em toda faixa de razão cíclica ($0 < D < 1$). Como desvantagem pode-se citar a grande quantidade de elementos magnéticos empregada, aumentando as perdas, tamanho e peso do conversor. O conversor possui duas regiões de operação, ou seja, para $D > 50\%$ e $D < 50\%$, com seis etapas de operação para cada região e rendimento em torno de 94% para uma potência nominal de 500W, considerando o fluxo de energia da bateria para o carga.

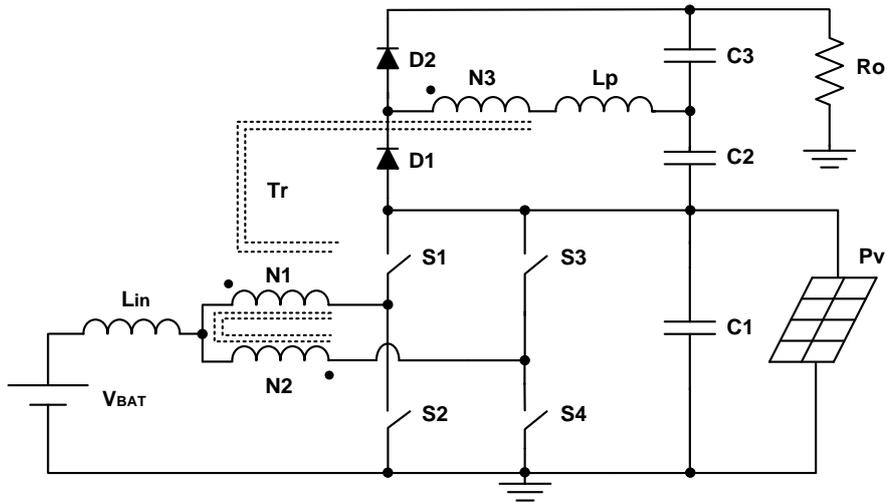
Por fim, neste tópico foram abordadas as topologias de conversores CC-CC não isoladas de três portas com alto ganho de tensão, sendo apresentada uma breve análise explorando as principais características, vantagens, desvantagens e rendimentos dos protótipos experimentais. Estas topologias mostram-se como soluções voltadas principalmente para aplicações com energias renováveis mostrando-se como forte alternativa para interligar diversas fontes de energias.

1.4 Concepção da Topologia

A topologia proposta neste trabalho tem sua concepção a partir dos conversores desenvolvido por Bascope et al. (2006) e Praça (2011), apresentado na Figura 1.3 e Figura 1.11, respectivamente. Devido à quantidade de elementos magnéticos e capacitores, o que implica maiores perdas, volume, peso, custo e um controle mais complexo, objetiva-se melhorar o rendimento desta última topologia, diminuindo a quantidade de seus componentes.

Na Figura 1.12 é apresentada a topologia proposta neste trabalho, trata-se de um conversor CC-CC não isolado de três portas, onde se percebe o uso da CCTE, banco de bateria e o painel fotovoltaico acoplado. Esta estrutura opera com comutação suave no modo ZVS em todas as chaves, e a razão cíclica com a possibilidade de variação em toda a faixa ($0 < D < 1$) sem nenhuma restrição.

Figura 1.12 – Topologia proposta



Fonte: Elaborada pelo autor.

A característica bidirecional do conversor, baseado na CCTE, permite o fluxo de energia entre as fontes de entrada, ou seja, dependendo da incidência solar, pode gerar uma potência de entrada maior que a demandada pela carga, neste caso o excesso de energia recarrega as baterias. No caso de períodos de ausência de luz solar o banco de baterias alimenta a carga.

A grande contribuição deste trabalho reside na proposta de uma topologia de conversor *boost* de alto ganho com característica bidirecional entre a bateria e o painel fotovoltaico, no qual se contempla a associação de um carregador de bateria e um conversor elevador em um único estágio de conversão de energia e comutação suave. Além disso, espera-se obter um conversor de baixo custo, de estrutura compacta, gerenciamento de energia unificada entre portas e alto rendimento.

1.5 Considerações Finais

Neste capítulo revisou-se a bibliografia acerca das principais topologias de conversores de alto ganho de tensão. Foram apresentados dois grupos de conversores: no primeiro grupo encontram-se os conversores elevadores de tensão fazendo uso da CCTE. Observaram-se as seguintes características em comum entre as topologias: alto rendimento, os esforços de corrente e tensão reduzidos entre as chaves, corrente de entrada com baixa ondulação, redução do tamanho dos magnéticos, uma vez que estes trabalham com o dobro da frequência de chaveamento.

No segundo grupo de conversores, foram apresentadas as topologias de três portas, nas quais se tem integrado um banco de baterias e painéis fotovoltaicos, voltados para aplicações em energias renováveis. Estes conversores apresentaram bidirecionalidade entre as fontes de entrada, e dependendo das condições de carga e climáticas, podem mudar sua configuração para atingir o melhor rendimento possível.

Ao final, considerando toda a fundamentação embasada em artigos publicados, livros, dissertações e teses, foi apresentada a topologia proposta, a qual será detalhadamente estudada ao longo deste trabalho.

2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR

2.1 Introdução

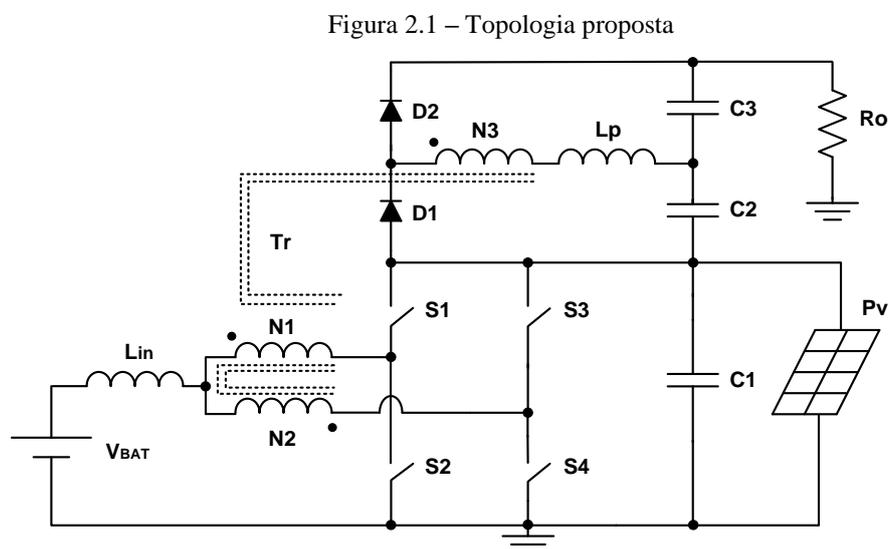
Neste capítulo realiza-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor *boost* de alto ganho baseado na versão bidirecional da CCTE.

Na análise qualitativa é feito um estudo da topologia, abordando o princípio de funcionamento, descrevendo detalhadamente cada etapa de operação do conversor, por fim são apresentadas as formas de ondas teóricas dos principais componentes do conversor.

Na sequência é feita a análise quantitativa, apresentando o equacionamento de cada etapa de operação, circuito equivalente, ganho estático, os esforços de corrente e tensão em alguns componentes, o estudo das condições de comutação suave, e ao final um comparativo com a topologia proposta por Praça (2011).

2.2 Análise Qualitativa

O sistema é composto por painéis solares, banco de baterias e um conversor *boost* de alto ganho baseado na versão bidirecional da CCTE. A característica bidirecional da topologia permite aos painéis fotovoltaicos carregarem as baterias e alimentarem a carga a depender da incidência solar, no caso de ausência de sol, o banco de baterias supre a carga. Outra importante característica desse conversor é a comutação suave em modo ZVS para todas as chaves. Na Figura 2.1 visualiza-se a topologia proposta:



Fonte: Elaborada pelo autor.

A topologia apresentada é formada pelo indutor de entrada L_{in} , chaves de potência controlados S_1, S_2, S_3 e S_4 , diodos retificadores D_1 e D_2 , transformador T_r com enrolamentos N_1, N_2 e N_3 , indutor de comutação L_p , capacitores de saída C_1, C_2, C_3 e carga resistiva R_o . Para facilitar a análise e a descrição das etapas de operação do conversor são feitas as seguintes considerações:

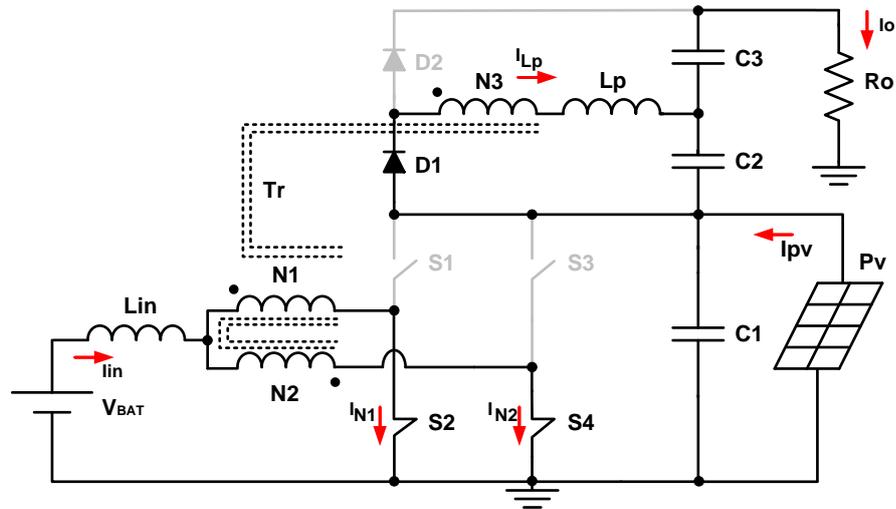
- Os componentes passivos e ativos são considerados ideais;
- A frequência de chaveamento é constante;
- O conversor opera em regime permanente e com carga linear;
- As chaves S_1, S_2 e S_3, S_4 são complementares entre si e as mesmas estão defasadas em 180° ;
- A razão cíclica é aplicada nas chaves inferiores (S_2 - S_4).

2.2.1 Etapas de operação (modo bateria - carga)

O conversor apresentado neste trabalho possui duas regiões de operação com seis etapas cada uma, trabalhando de forma semelhante. A razão cíclica é aplicada às chaves inferiores de cada braço (S_2 e S_4), que por sua vez estão defasadas em 180° . O comportamento do conversor e a região de operação são definidos pela razão cíclica ($D > 50\%$ e $D < 50\%$). Para razão cíclica maior que 50% as chaves inferiores trabalham em sobreposição e nos casos em que for menor que 50%, somente as chaves superiores operam em sobreposição. A seguir são apresentadas as etapas de operação para $D > 50\%$, considerando o fluxo de energia da bateria para a carga.

Primeira Etapa [$t_0 - t_1$]: Esta etapa tem início com a abertura da chave S_1 , o que provoca a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_2 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse momento o interruptor S_3 já se encontrava bloqueado e S_4 conduzindo. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade a fim de manter a corrente constante, que passa a crescer linearmente. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} cresce linearmente e inverte de sentido ao passo que I_{N2} decresce linearmente. O diodo D_1 ainda continua diretamente polarizado, carregando o capacitor C_2 . O diodo D_2 encontra-se reversamente polarizado. A tensão de saída é a soma das tensões nos capacitores C_1, C_2 e C_3 em qualquer etapa de operação. Essa etapa termina quando a corrente no secundário I_{Lp} chega à zero, nesse momento a corrente na chave S_2 e S_4 são iguais. Na Figura 2.2 visualiza-se o esquemático dessa etapa de operação:

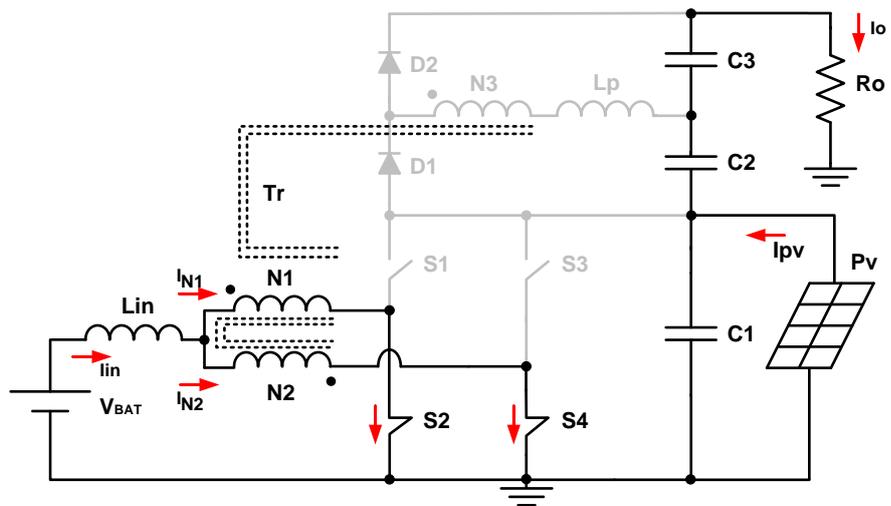
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Segunda Etapa [$t_1 - t_2$]: Esta etapa tem início quando a corrente no secundário N_3 chega à zero. Neste instante, as chaves S_2 e S_4 já se encontram conduzindo enquanto que S_1 e S_3 estão bloqueados. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_{in} ainda se encontra crescendo linearmente e se divide igualmente entre os enrolamentos primários N_1 e N_2 do transformador T_r , de forma a diminuir os esforços de corrente. A corrente no enrolamento do secundário N_3 é nula durante toda essa etapa. Na Figura 2.3 é apresentado o esquemático deste estágio de operação:

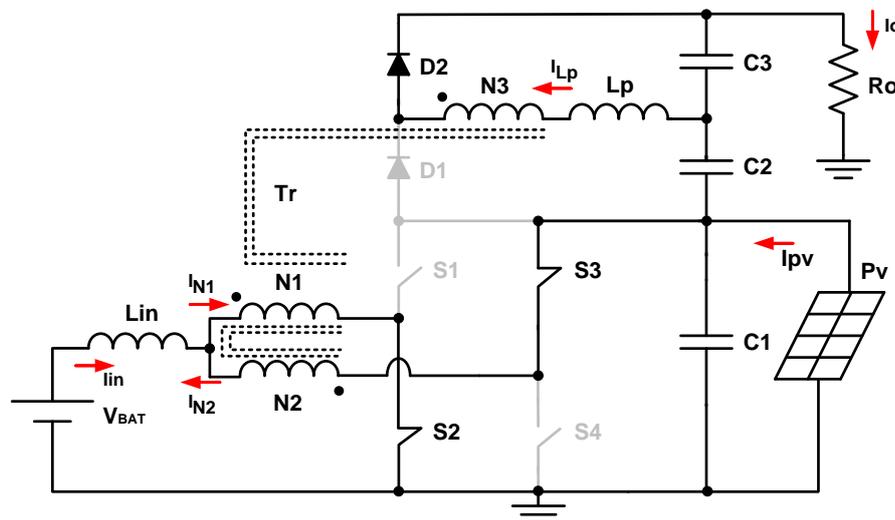
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Terceira Etapa [$t_2 - t_3$]: No instante t_2 , a chave S_4 é bloqueada, ocorrendo assim, a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_3 , permitindo sua entrada em condução em modo ZVS. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade a fim de manter sua corrente constante fazendo-a decrescer linearmente. Com a comutação da chave S_3 , a corrente da chave cresce linearmente e inverte de sentido. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} cresce linearmente e I_{N2} decresce linearmente e inverte de sentido. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_2 carregando o capacitor C_3 . O diodo D_1 está reversamente polarizado. Essa etapa termina quando a chave S_3 é comandada a bloquear. Na Figura 2.4 é apresentado o esquemático deste período de operação:

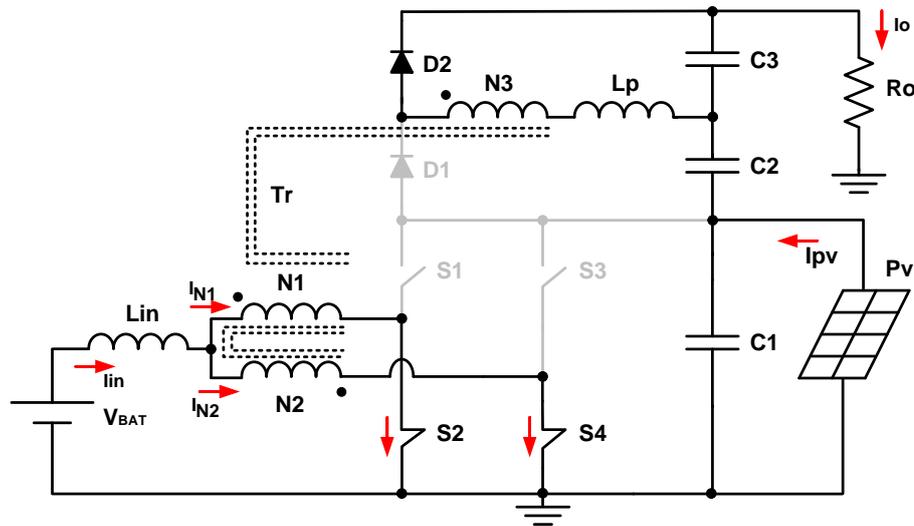
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Quarta Etapa [$t_3 - t_4$]: Esta etapa tem início quando a chave S_3 é comandada a bloquear o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_4 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse instante, a chave S_2 ainda se encontra conduzindo. A corrente no indutor L_{in} cresce linearmente. A corrente no enrolamento N_1 decresce linearmente enquanto a corrente em N_2 cresce linearmente e inverte de sentido. O diodo D_2 continua polarizado diretamente e o diodo D_1 polarizado reversamente. Essa etapa termina quando a corrente no secundário for igual à zero, nesse momento a corrente na chave S_2 e S_4 são iguais. Esta etapa de operação é ilustrada na Figura 2.5:

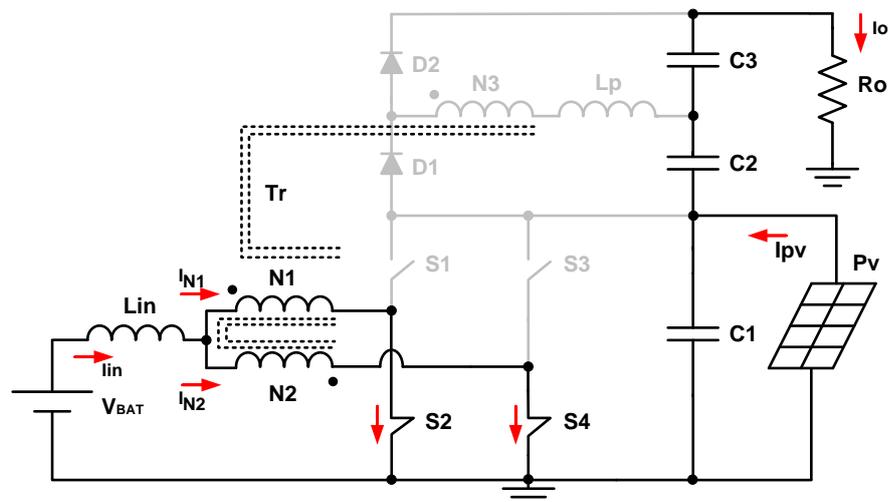
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Quinta Etapa $[t_4 - t_5]$: Esta etapa é semelhante à segunda etapa de operação. Tem início quando a corrente no secundário chega à zero. Neste instante, as chaves S_2 e S_4 já se encontram conduzindo. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_{in} continua crescendo linearmente e se divide igualmente entre os enrolamentos primários do transformador T_r . A corrente no enrolamento do secundário é nula durante toda esta etapa. Esta etapa termina quando a chave S_2 é bloqueada. Na Figura 2.6 é apresentado o esquemático desta etapa de operação:

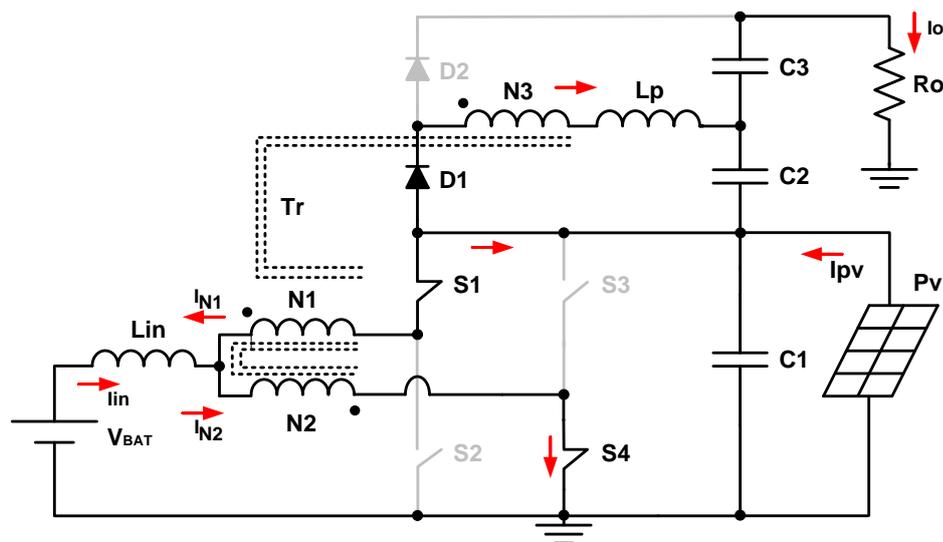
Figura 2.6 – Quinta etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sexta Etapa [$t_5 - t_6$]: No instante t_5 a chave S_2 é bloqueada, o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_1 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Neste momento as chaves S_3 e S_4 já se encontravam bloqueada e conduzindo respectivamente. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade, a corrente decresce linearmente. Com a comutação da chave S_1 , a corrente da chave cresce linearmente e inverte de sentido, o capacitor C_1 é carregado. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} decresce linearmente e I_{N2} cresce linearmente durante toda a etapa de operação. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_1 , fazendo-o conduzir e carregando o capacitor C_2 enquanto que o diodo D_2 encontra-se polarizado reversamente. Esta etapa termina com abertura da chave S_1 . Na Figura 2.7 é ilustrada essa etapa de operação:

Figura 2.7 – Sexta etapa de operação

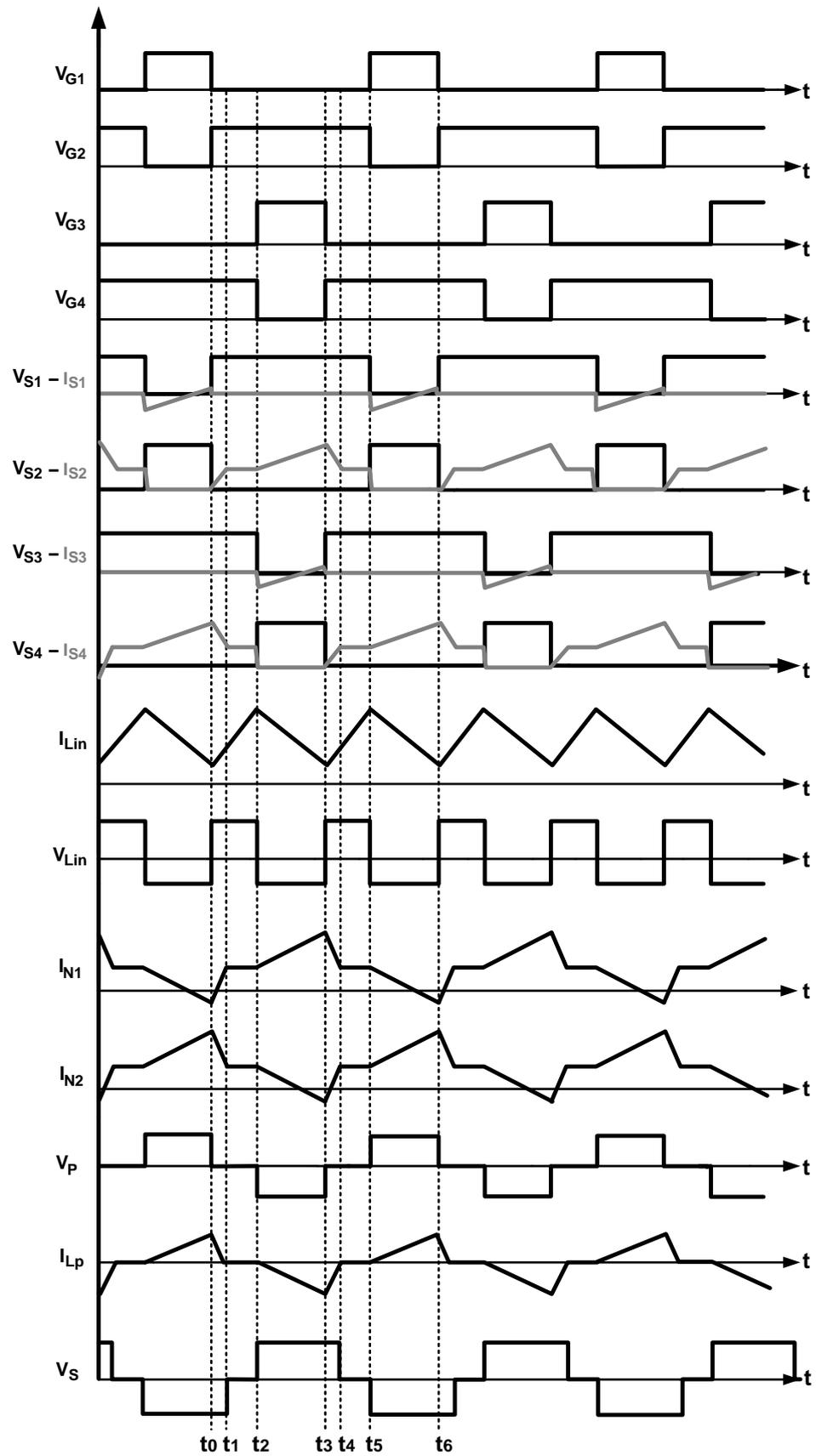


Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.2 Formas de onda teóricas do conversor (modo bateria - carga)

A Figura 2.8 apresenta as principais formas de onda do conversor, considerando o fluxo de energia da bateria para a carga. Estão aqui representadas: as tensões de gatilhos: V_{G1} , V_{G2} , V_{G3} e V_{G4} ; tensão e corrente nas chaves: $V_{S1} - I_{S1}$, $V_{S2} - I_{S2}$, $V_{S3} - I_{S3}$ e $V_{S4} - I_{S4}$, indutor de entrada: $V_{L_{in}} - I_{L_{in}}$, primário do transformador: $V_P - I_{N1} - I_{N2}$ e secundário do transformador: $V_S - I_{L_p}$. Observa-se também a divisão dos tempos das etapas: t_0 , t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , t_5 , e t_6 .

Figura 2.8 – Formas de onda teóricas do conversor no modo bateria - carga



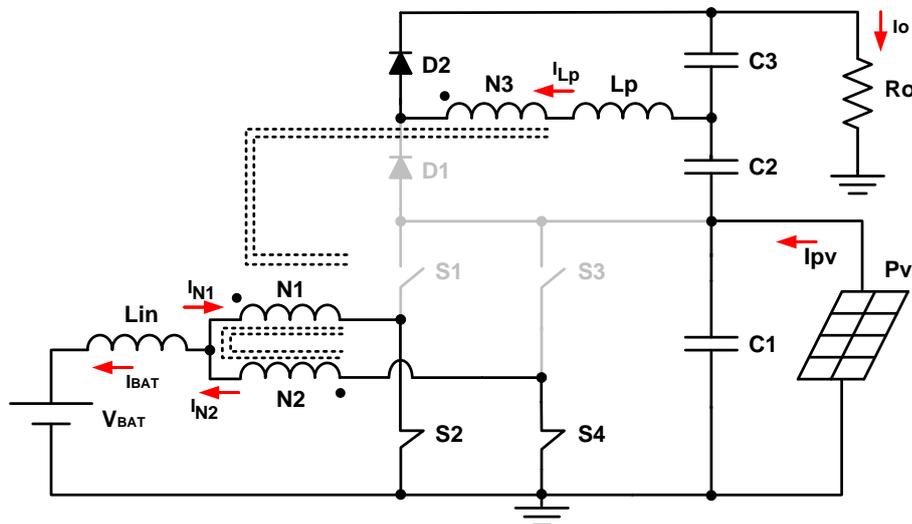
Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.3 Etapas de operação (modo painel - carga)

A seguir, são apresentadas as etapas de operação para $D > 50\%$, considerando o fluxo de energia do painel para a carga e carregando o banco de baterias (descarregado):

Primeira Etapa [$t_0 - t_1$]: Esta etapa tem início com a abertura da chave S_3 , o que provoca a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_4 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse momento o interruptor S_1 encontra-se bloqueado e S_2 conduzindo. A corrente no enrolamento primário do transformador I_{N1} decresce linearmente ao passo que I_{N2} cresce linearmente. O diodo D_2 encontra-se diretamente polarizado, carregando o capacitor C_3 , e o diodo D_1 reversamente polarizado. Dependendo da demanda de carga e da potência gerada pelo painel, o excedente carrega a bateria. A tensão de saída é a soma das tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 em qualquer etapa de operação. Esta etapa termina quando a corrente nos enrolamentos primários e secundário chega à zero. Na Figura 2.9 visualiza-se o esquemático dessa etapa de operação:

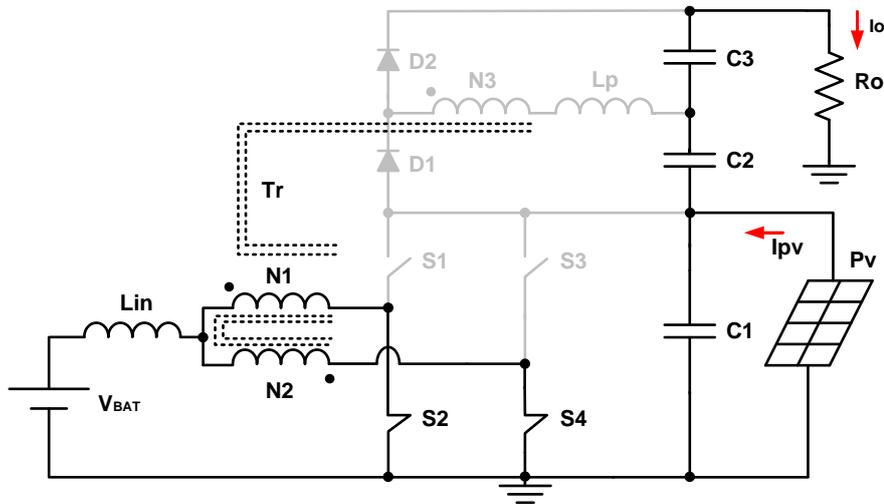
Figura 2.9 – Primeira etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Segunda Etapa [$t_1 - t_2$]: Esta etapa tem início quando a corrente no secundário I_{Lp} chega à zero. As chaves S_2 e S_4 encontram-se conduzindo. A corrente no enrolamento secundário do transformador T_r é nula durante toda esta etapa, considerando a bateria descarregada, as correntes no primário também são nulas. Na Figura 2.10 é apresentado o esquemático deste estágio de operação:

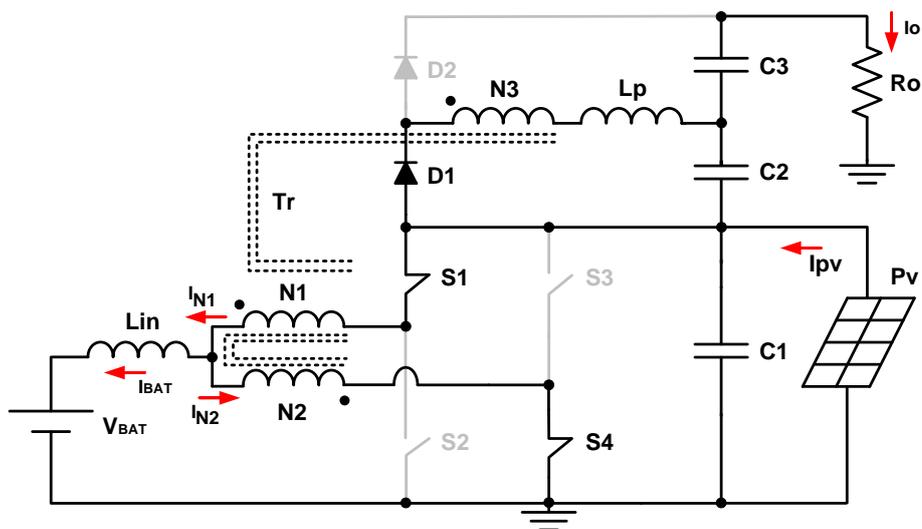
Figura 2.10 – Segunda etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Terceira Etapa [$t_2 - t_3$]: Esta etapa tem início quando a chave S_2 é comandada a bloquear, na sequência, é acionada a chave S_1 . A corrente de entrada I_{PV} se divide entre os enrolamentos primários N_1 e N_2 do transformador T_r , de forma a diminuir os esforços de corrente nas chaves. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_1 carregando o capacitor C_2 e o diodo D_2 está reversamente polarizado. Esta etapa termina quando a chave S_1 é comandada a bloquear. Na Figura 2.11 é apresentado o esquemático deste período de operação:

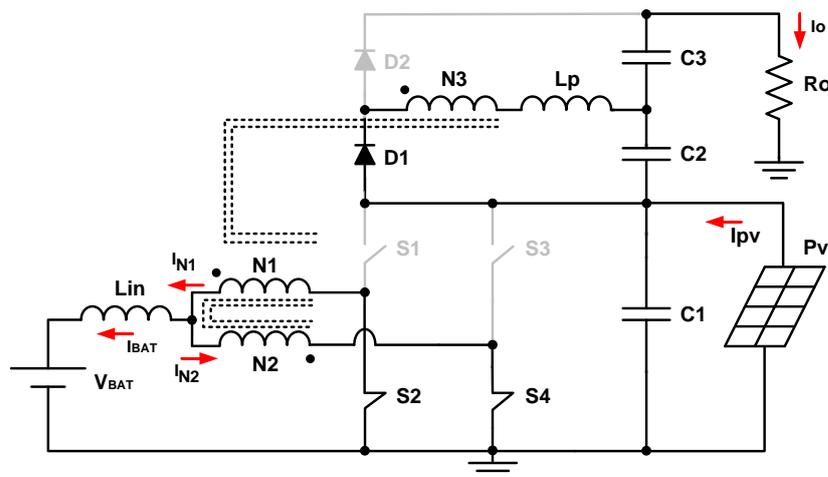
Figura 2.11 – Segunda etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Quarta Etapa [$t_3 - t_4$]: Essa etapa tem início quando a chave S_1 é comandada a bloquear o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_2 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse instante, a chave S_4 ainda se encontra conduzindo. A corrente no enrolamento primário do transformador I_{N1} cresce linearmente ao passo que I_{N2} decresce linearmente. Essa etapa termina quando a corrente nos enrolamentos primários e secundário chega à zero. Na Figura 2.12 é apresentada esta etapa de operação:

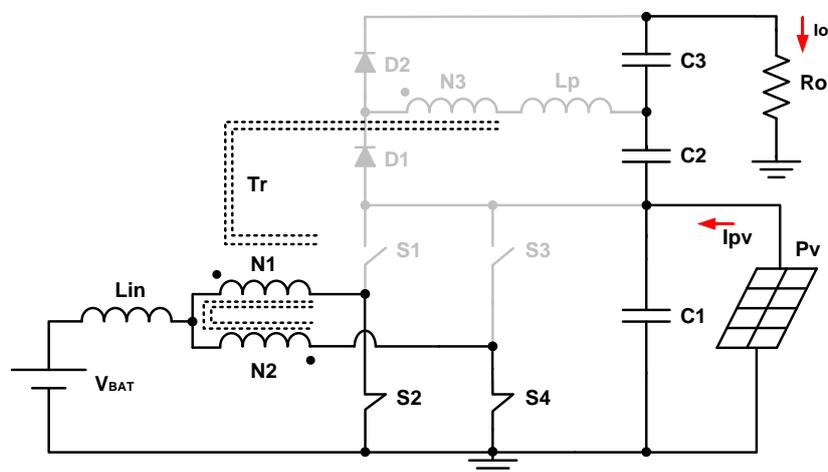
Figura 2.12 – Quarta etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Quinta Etapa [$t_4 - t_5$]: Esta etapa é semelhante à segunda etapa de operação, a qual tem início quando a corrente no secundário chega à zero, bem como as correntes no primário são nulas, uma vez que a bateria encontra-se descarregada. Neste instante, as chaves S_2 e S_4 já se encontram conduzindo. Esta etapa termina quando a chave S_4 é bloqueada. Na Figura 2.13 é apresentado o esquemático desta etapa de operação:

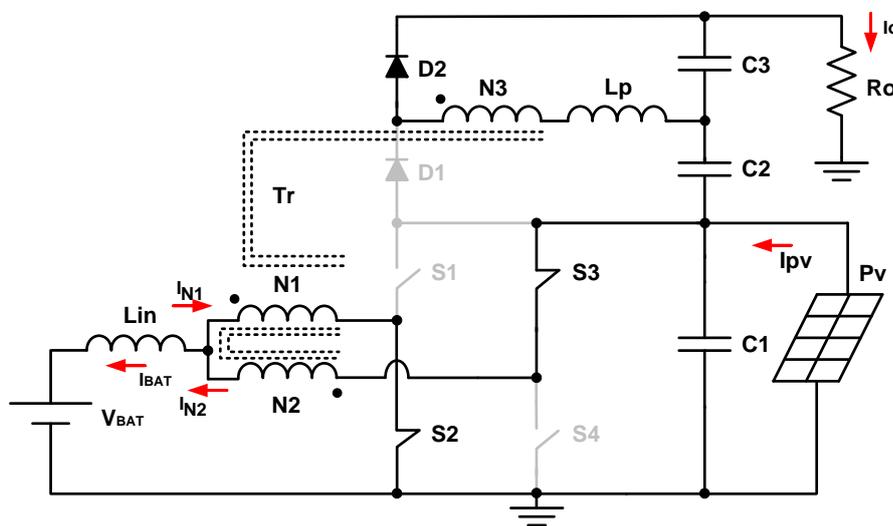
Figura 2.13 – Quinta etapa de operação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sexta Etapa [$t_5 - t_6$]: No instante t_5 a chave S_4 é bloqueada, o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_3 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Neste momento as chaves S_1 e S_2 já se encontravam bloqueada e conduzindo respectivamente. A corrente de entrada I_{PV} se divide entre os enrolamentos primários N_1 e N_2 do transformador T_r , de forma a diminuir os esforços de corrente. Dependendo da demanda de carga e da potência gerada pelo painel, o excedente carrega a bateria. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_2 carregando o capacitor C_3 e o diodo D_1 está reversamente polarizado. Essa etapa termina quando a chave S_3 é comandada a bloquear.

Figura 2.14 – Sexta etapa de operação

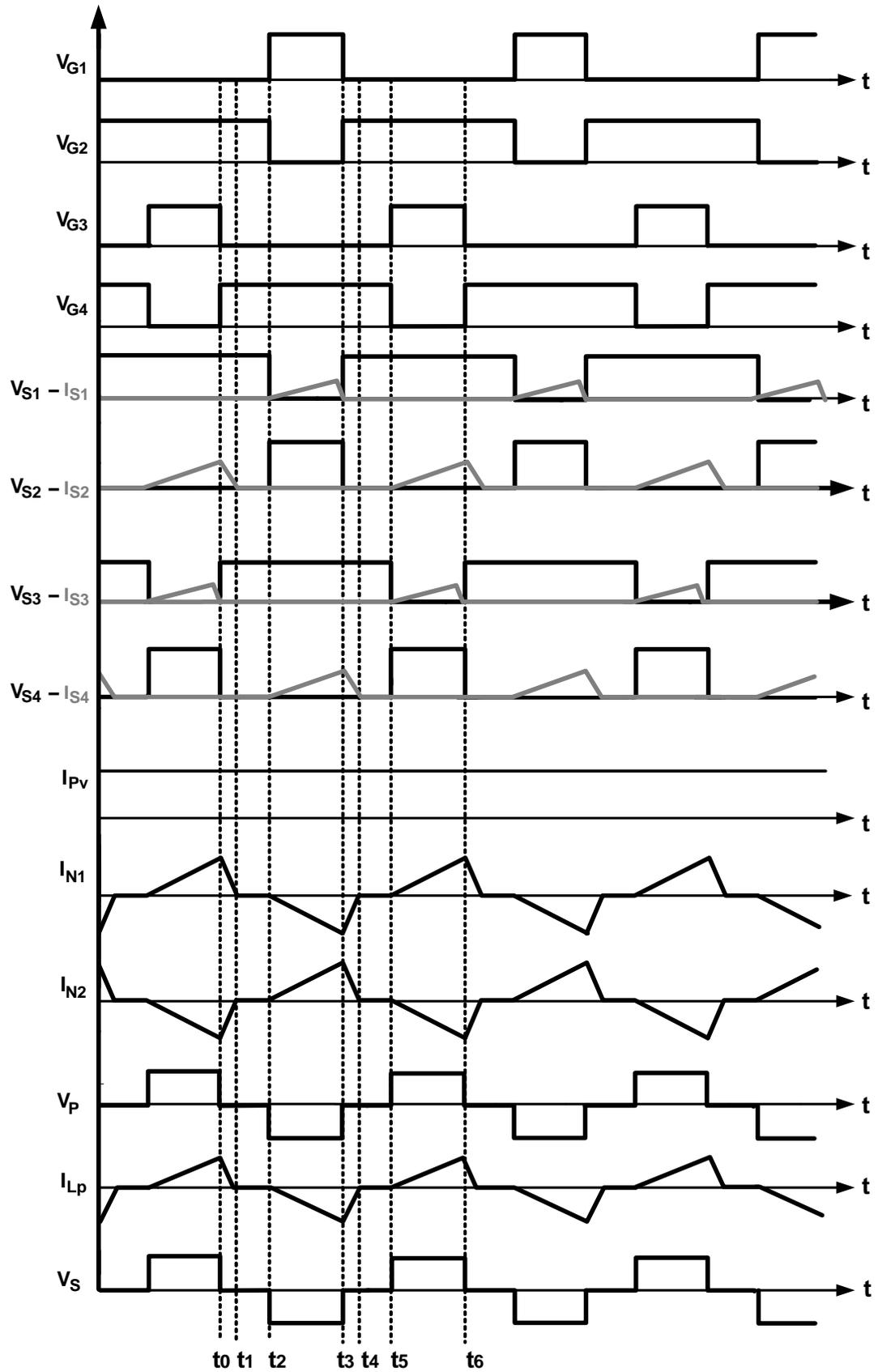


Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.4 Formas de onda teóricas do conversor (modo painel - carga)

A Figura 2.15 apresenta as principais formas de onda do conversor com o fluxo de energia do painel para a carga e carregando o banco de baterias. Estão aqui representadas: as tensões de gatilhos: V_{G1} , V_{G2} , V_{G3} e V_{G4} ; tensão e corrente nas chaves: $V_{S1} - I_{S1}$, $V_{S2} - I_{S2}$, $V_{S3} - I_{S3}$ e $V_{S4} - I_{S4}$, primário do transformador: $V_P - I_{N1} - I_{N2}$ e secundário do transformador: $V_S - I_{Lp}$ e a corrente de entrada, neste caso, representada pelo painel I_{pv} . Observa-se também a divisão dos tempos das etapas: t_0 , t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , t_5 , e t_6 .

Figura 2.15 – Formas de onda teóricas do conversor operando no modo painel - carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3 Análise Quantitativa

Na sequência do estudo teórico do conversor, é apresentada a análise quantitativa objetivando-se o equacionamento matemático das etapas de operação. O estudo quantitativo do conversor é feito para as duas regiões de operação, ou seja, para $D > 50\%$ e $D < 50\%$. No intuito de facilitar o entendimento matemático, são feitas as seguintes considerações:

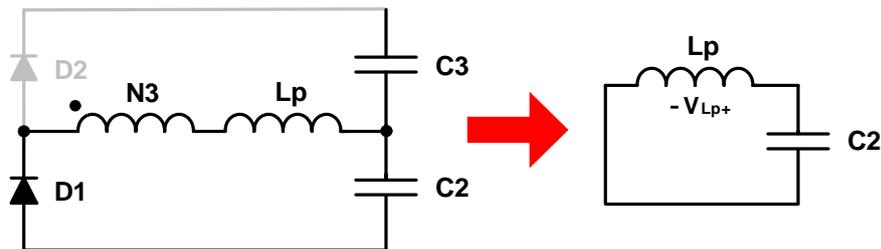
- Devido à simetria das formas de ondas, apenas três etapas são utilizadas para o equacionamento;
- Os circuitos equivalentes referem-se ao secundário do transformador.

2.3.1 Análise quantitativa para $D > 50\%$

2.3.1.1 Primeira Etapa

Na Figura 2.16 é apresentado o circuito simplificado da primeira etapa:

Figura 2.16 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação, com $D > 50\%$



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, as chaves S_2 e S_4 encontram-se conduzindo e o diodo D_1 polarizado diretamente carregando o capacitor C_2 . Na Figura 2.16 observa-se também a polarização da indutância de comutação, a tensão no enrolamento secundário do transformador N_3 é zero durante toda a etapa. Através do circuito equivalente e da análise das malhas, é possível extrair as equações que definem essa etapa.

$$-V_{Lp} + V_{C2} = 0 \quad (2.1)$$

Desenvolvendo a equação (2.1), chega-se à expressão para a corrente no secundário:

$$I_{Lp}(t) = I_{(0)} + \frac{V_{C2}}{L_p} \cdot \Delta t_1 \quad (2.2)$$

Onde ' $I_{(0)}$ ' é a condição inicial e ' Δt_1 ' é o tempo de duração desta etapa.

2.3.1.2 Segunda Etapa

Nessa etapa as duas chaves inferiores, S_2 e S_4 , já se encontram conduzindo. A corrente no secundário é nula durante toda a etapa. A corrente de entrada se divide igualmente nas chaves S_2 e S_4 devido às características da CCTE. Desse modo, tem-se que:

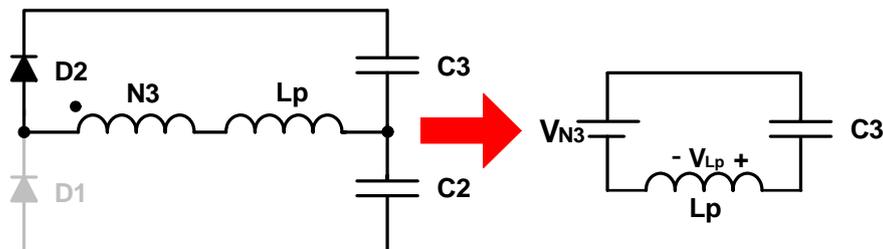
$$I_{Lp}(t) = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{Lp}(t) = 0 \quad (2.4)$$

2.3.1.3 Terceira Etapa

Na Figura 2.17 visualiza-se o esquemático do circuito equivalente à terceira etapa de operação:

Figura 2.17 – Circuito equivalente da terceira etapa, com $D > 50\%$



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, as chaves de potência S_1 e S_4 encontram-se bloqueadas. O diodo D_2 está polarizado diretamente carregando o capacitor C_3 . Analisando o circuito equivalente, podem ser deduzidas as seguintes expressões:

$$-V_{N3} + V_{C3} + V_{Lp} = 0 \quad (2.5)$$

A tensão no secundário (V_{N3}) é dada por:

$$V_{N3} = \frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n \quad (2.6)$$

Nesta topologia a tensão no capacitor C_2 e C_3 são iguais. Desenvolvendo a equação (2.5), encontra-se a corrente no secundário:

$$I_{Lp}(t) = \frac{1}{Lp} \cdot \left(\frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n - V_{C3} \right) \cdot \Delta t_3 \quad (2.7)$$

Onde ' Δt_3 ' é o tempo de duração desta etapa e ' n ' é a relação de transformação. A condição inicial deste estágio é zero.

2.3.1.4 Ganho Estático

O ganho estático do conversor é dado pela razão da tensão de saída pela tensão de entrada. A tensão de saída, em qualquer instante, é dada pela soma das tensões nos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3 , como mostrado na equação (2.8):

$$V_0 = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} \quad (2.8)$$

Devido às características do *boost* convencional deste conversor, a tensão na qual o capacitor C_1 está submetido é dada pela expressão já conhecida:

$$V_{C1} = V_{BAT} \cdot \frac{1}{(1-D)} \quad (2.9)$$

Como mencionado, a tensão sobre os capacitores C_2 e C_3 são iguais, e para se chegar a uma equação que define esta tensão deve-se primeiro equacionar os tempos das etapas. Analisando as formas de onda, observa-se que os tempos da terceira e sexta etapas são iguais e definidos por:

$$\Delta_{t3} = \Delta_{t6} = (1-D) \cdot T_s \quad (2.10)$$

O tempo de duração da primeira etapa de operação é proveniente da equação da tensão em L_p . O valor da indutância de comutação é um valor conhecido e a variação de corrente corresponde ao valor de pico durante a sexta etapa. Desta forma tem-se que:

$$\Delta_{t1} = \frac{L_p [\Delta_{I_{-6et}}]}{V_{Lp_1et}} = \frac{L_p \left[\frac{1}{L_p} \cdot (V_{N3} - V_{C2}) \cdot \Delta_{t3} \right]}{V_{C2}} \quad (2.11)$$

Simplificando (2.11), obtém-se:

$$\Delta_{t1} = \frac{T_s \cdot (V_{BAT} \cdot n - V_{C2} \cdot (1-D))}{V_{C2}} \quad (2.12)$$

O tempo de duração da segunda etapa é dado por:

$$\Delta_{t2} = \frac{T_s}{2} - (1-D) \cdot T_s - \Delta_{t1} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.12) em (2.13) e simplificando, obtém-se:

$$\Delta_{t2} = \frac{T_s (V_{C2} - 2 \cdot V_{BAT} \cdot n)}{2 \cdot V_{C2}} \quad (2.14)$$

Devido à simetria das etapas de operação, os tempos de algumas etapas são equivalentes, desta forma conclui-se que:

$$\Delta_{t1} = \Delta_{t4} = \frac{T_s(V_{BAT} \cdot n - V_{C2} \cdot (1-D))}{V_{C2}} \quad (2.15)$$

$$\Delta_{t2} = \Delta_{t5} = \frac{T_s(V_{C2} - 2 \cdot V_{BAT} \cdot n)}{2 \cdot V_{C2}} \quad (2.16)$$

$$\Delta_{t3} = \Delta_{t6} = (1-D) T_s \quad (2.17)$$

A corrente média no diodo D₁ e D₂ são iguais à corrente média na carga, portanto, tem-se que:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \overline{I_O} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_3} I_{D2}(t)_{et_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} I_{D2}(t)_{et_4} dt \right) \quad (2.18)$$

Desenvolvendo e simplificando a equação (2.18), obtém-se:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \overline{I_O} = \frac{T_s \cdot V_{BAT} \cdot n \cdot (V_{BAT} \cdot n - V_{C2} \cdot (1-D))}{2 \cdot L_p \cdot V_{C2}} \quad (2.19)$$

Isolando V_{C2}:

$$V_{C2} = \frac{T_s \cdot (V_{BAT} \cdot n)^2}{2 \cdot L_p \cdot I_O + T_s \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot (1-D)} \quad (2.20)$$

Substituindo as equações (2.9) e (2.20) em (2.8) e calculando a razão entre a tensão de saída (V_O) e a tensão de entrada (V_{BAT}), chega-se à equação do ganho estático (G), definida por:

$$G = \frac{V_O}{V_{BAT}} = \frac{1}{(1-D)} + \left[\frac{2 \cdot n}{\alpha + (1-D)} \right] \quad (2.21)$$

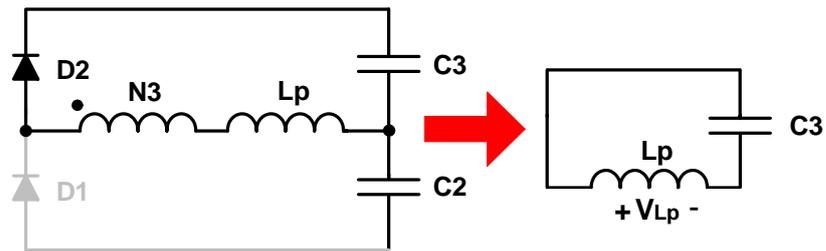
Sendo ‘α’ definido como a corrente de carga parametrizada, definida por:

$$\alpha = \frac{2 \cdot L_p \cdot I_O}{T_s \cdot V_{BAT} \cdot n} \quad (2.22)$$

2.3.2 Análise quantitativa para D < 50%

2.3.2.1 Primeira Etapa

Na Figura 2.18 é apresentado o circuito simplificado da primeira etapa de operação para razão cíclica menor que 50%:

Figura 2.18 – Circuito equivalente da primeira etapa, com $D < 50\%$ 

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa as chaves superiores, S_1 e S_3 , encontram-se conduzindo. O diodo D_2 encontra-se diretamente polarizado. Esta etapa termina quando a corrente no secundário chega à zero. Analisando o circuito equivalente têm-se as seguintes expressões:

$$-V_{Lp} + V_{C3} = 0 \quad (2.23)$$

Desenvolvendo a equação (2.23), chega-se à expressão para a corrente no secundário:

$$I_{Lp}(t) = I_{(0)} + \frac{V_{C3}}{L_p} \cdot \Delta t_1 \quad (2.24)$$

Onde ' $I_{(0)}$ ' é a condição inicial e ' Δt_1 ' é o tempo de duração desta etapa.

2.3.2.2 Segunda Etapa

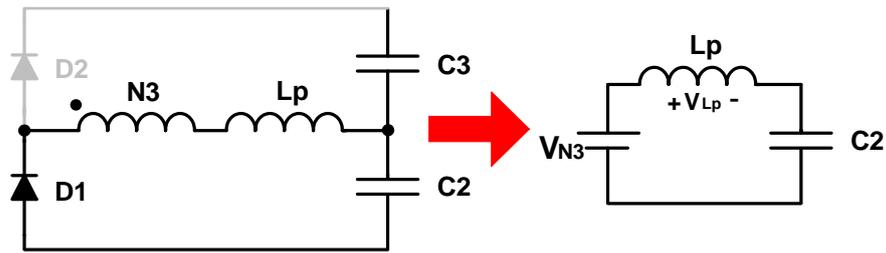
Nessa etapa as duas chaves superiores, S_1 e S_3 , já se encontram conduzindo. A corrente no secundário é nula durante toda a etapa. A corrente de entrada se divide igualmente nas chaves S_1 e S_3 devido às características da CCTE. Desta forma tem-se que:

$$I_{Lp}(t) = 0 \quad (2.25)$$

$$V_{Lp}(t) = 0 \quad (2.26)$$

2.3.2.3 Terceira Etapa

A Figura 2.19 ilustra o circuito equivalente para a terceira etapa de operação:

Figura 2.19 – Circuito equivalente da terceira etapa, com $D < 50\%$ 

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesse estágio, os interruptores S_2 e S_3 encontram-se bloqueados, enquanto que S_1 e S_4 estão conduzindo. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_1 e carrega o capacitor C_2 . Nesta configuração, analisando o circuito equivalente, chegam-se às seguintes expressões:

$$-V_{N3} + V_{C2} + V_{Lp} = 0 \quad (2.27)$$

A tensão no secundário (V_{N3}) é dada por:

$$V_{N3} = \frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n \quad (2.28)$$

Observe-se que nesta topologia a tensão no capacitor C_2 e C_3 são iguais. Substituindo a equação (2.28) em (2.27), encontra-se a corrente no secundário:

$$I_{Lp}(t) = \frac{1}{L_p} \cdot \left(\frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n - V_{C2} \right) \cdot \Delta t_3 \quad (2.29)$$

Onde ' Δt_3 ' é o tempo de duração da etapa e ' n ' é a relação de transformação. A condição inicial desse estágio é zero.

2.3.2.4 Ganho Estático

Conforme se mencionou, as tensões nos capacitores C_2 e C_3 são iguais e a tensão de saída é dada pela soma das tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 em qualquer instante. Os tempos da terceira e sexta etapa podem ser descritos como:

$$\Delta_{t3} = \Delta_{t6} = D \cdot T_S \quad (2.30)$$

O tempo de duração da primeira etapa de operação é proveniente da equação da tensão em L_p . Desta forma conclui-se que:

$$\Delta_{t1} = \frac{L_p [\Delta I_{Lp_6et}]}{V_{Lp_1et}} = \frac{L_p \left[\frac{1}{L_p} \cdot (V_{N3} - V_{C2}) \cdot \Delta_{t3} \right]}{V_{C2}} \quad (2.31)$$

Simplificando:

$$\Delta_{t1} = \frac{D \cdot T_S \cdot (V_{BAT} \cdot n - V_{C2} \cdot (1-D))}{V_{C2} \cdot (1-D)} \quad (2.32)$$

O tempo de duração da segunda etapa é dado por:

$$\Delta_{t2} = \frac{T_S}{2} - D \cdot T_S - \Delta_{t1} \quad (2.33)$$

Substituindo (2.32) em (2.33) e simplificando, obtém-se:

$$\Delta_{t2} = T_S \cdot \left[\frac{V_{C2} \cdot (1-D) - 2 \cdot D \cdot V_{BAT} \cdot n}{2 \cdot V_{C2} \cdot (1-D)} \right] \quad (2.34)$$

Devido à simetria das etapas de operação, os tempos de algumas etapas são equivalentes, desta forma conclui-se que:

$$\Delta_{t1} = \Delta_{t4} = \frac{D \cdot T_S \cdot (V_{BAT} \cdot n - V_{C2} \cdot (1-D))}{V_{C2} \cdot (1-D)} \quad (2.35)$$

$$\Delta_{t2} = \Delta_{t5} = T_S \cdot \left[\frac{V_{C2} \cdot (1-D) - 2 \cdot D \cdot V_{BAT} \cdot n}{2 \cdot V_{C2} \cdot (1-D)} \right] \quad (2.36)$$

$$\Delta_{t3} = \Delta_{t6} = D \cdot T_S \quad (2.37)$$

A corrente média nos diodos D_1 e D_2 são iguais à corrente média na carga, portanto:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \overline{I_0} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} I_{D1}(t)_{et_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} I_{D1}(t)_{et_4} dt \right) \quad (2.38)$$

Desenvolvendo e simplificando a equação (2.38) obtém-se:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \overline{I_0} = \frac{T_S \cdot D^2 \cdot V_{BAT} \cdot n \cdot (V_{BAT} \cdot n - V_{C2} + D \cdot V_{C2})}{2 \cdot L_P \cdot V_{C2} \cdot (D-1)^2} \quad (2.39)$$

Isolando V_{C2} :

$$V_{C2} = \frac{D^2 \cdot T_S \cdot (V_{BAT} \cdot n)^2}{D^2 \cdot T_S \cdot V_{BAT} \cdot n + 2 \cdot L_P \cdot I_0 \cdot (1-D)} \cdot \frac{1}{(1-D)} \quad (2.40)$$

De posse das equações (2.9) e (2.40), substituindo na equação (2.8), calculando a razão entre a tensão de saída (V_O) e a tensão de entrada (V_{BAT}), chega-se a equação do ganho estático (G), que é definida por:

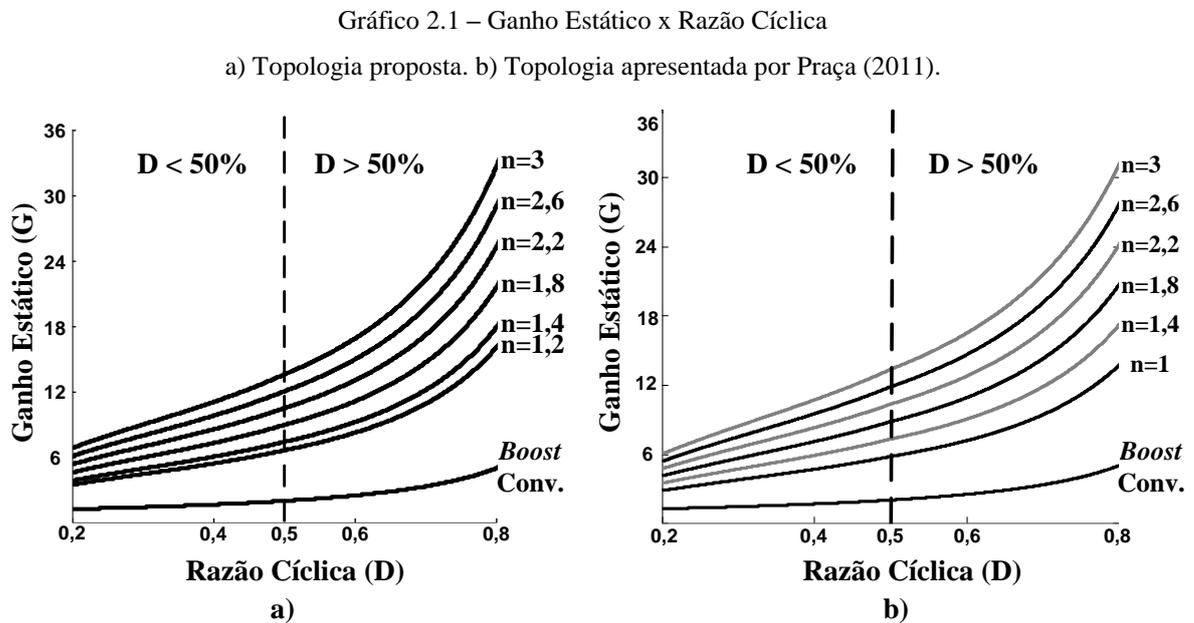
$$G = \frac{V_O}{V_{BAT}} = \frac{1}{(1-D)} \cdot \left[\frac{2 \cdot n \cdot D^2}{D^2 + \alpha \cdot (1-D)} + 1 \right] \quad (2.41)$$

Sendo ‘ α ’ a corrente de carga parametrizada, dado por:

$$\alpha = \frac{2 \cdot L_P \cdot I_O}{T_S \cdot V_{BAT} \cdot n} \quad (2.42)$$

2.3.3 Comparativo dos ganhos estáticos (modo bateria - carga)

Esta seção apresenta um comparativo entre a topologia estudada neste trabalho com a proposta por Praça (2011). O Gráfico 2.1 representa o ganho estático (G) em função da razão cíclica (D), para diferentes relações de transformação (n) como parâmetro. Observa-se que cada gráfico abrange as duas regiões de operação:

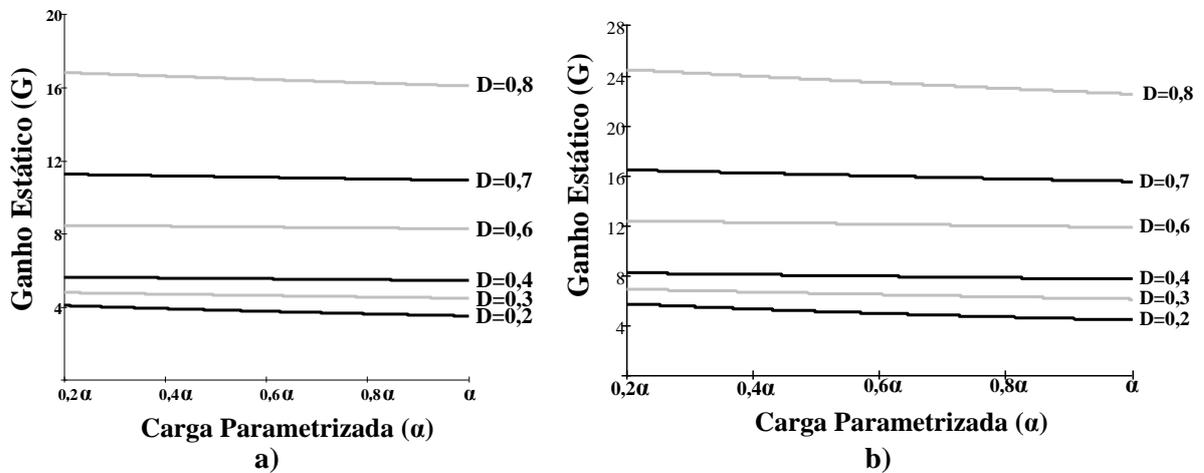


Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando os gráficos, nota-se a similaridade entre ambos. O Gráfico 2.1a apresenta uma curva acentuada e com ganho estático sutilmente superior em comparação ao Gráfico 2.1b. Observa-se também o alto ganho proporcionado pelos conversores quando comparado com o ganho fornecido pelo conversor *boost* convencional. Ressalte-se que para altos valores do ganho estático, quando a razão cíclica é maior que 0,8 e a relação de transformação maior que 3, o conversor opera em região de instabilidade, ou seja, qualquer variação da razão cíclica implicará variações bruscas do ganho estático.

O Gráfico 2.2 apresenta o ganho estático (G) em função da carga parametrizada (α) para diferentes razões cíclicas (D) como parâmetro.

Gráfico 2.2 – Ganho Estático x Corrente Parametrizada
 a) Topologia proposta. b) Topologia proposta por Praça (2011).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando os gráficos, conclui-se que o Gráfico 2.2a apresenta maior eficiência em comparação ao Gráfico 2.2b, uma vez que para suprir a mesma condição de carga (α), com a mesma razão cíclica (D), é necessário um ganho (G) menor.

2.4 Determinação de Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes

Esta seção apresenta o equacionamento dos esforços de tensão e corrente nos componentes que compõe o conversor.

2.4.1 Esforços no indutor de entrada (L_{in})

A corrente média e eficaz do indutor de entrada é dada pela expressão:

$$\overline{I_{IN}} = I_{IN_{EF}} = \frac{P_{IN}}{V_{BAT}} \quad (2.43)$$

Considerando uma ondulação máxima de 10%, a corrente de pico do indutor é calculada pela seguinte expressão:

$$I_{Lin_{max}} = I_{IN} + \frac{\Delta_{IL} \cdot I_{IN}}{2} \quad (2.44)$$

2.4.2 Esforços no transformador (T_r)

Devido às características da CCTE, as tensões em cada enrolamento primário do transformador são iguais, expresso por:

$$V_{N1} = V_{N2} = V_{BAT} \cdot \frac{1}{2(1-D)} \quad (2.45)$$

A tensão no enrolamento secundário é dada pela expressão apresentada anteriormente, convém ressaltar:

$$V_{N3} = \frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n \quad (2.46)$$

Na sequência, a corrente média em cada enrolamento do primário:

$$\overline{I_{N1}} = \overline{I_{N2}} = \frac{\overline{I_{IN}}}{2} \quad (2.47)$$

A corrente eficaz nos enrolamentos primários é dada por:

$$I_{N1,N2_ef} = \frac{1}{T_S} \sqrt{\left(\int_0^{\Delta t1} \left(\frac{I_{in}}{2} - \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_p} \cdot \Delta_{t6} + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_p} \cdot t \right)^2 dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t2} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}}{2} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t3} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_p} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t4} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_p} \cdot \Delta_{t3} - \frac{n \cdot V_{C2}}{L_p} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t6} \left(\frac{I_{in}}{2} - \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_p} \cdot t \right)^2 dt \right)} \quad (2.48)$$

Por fim, a corrente média no secundário é um valor nulo e a corrente eficaz é expressa por:

$$I_{sec_ef} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t6} (I_{LP_6et})^2 dt + \int_0^{\Delta t1} (I_{LP_1et})^2 dt \right)} \quad (2.49)$$

2.4.3 Esforços nas chaves de potência (S_1 , S_2 , S_3 e S_4)

A tensão máxima as quais as chaves de potência estão submetidas, é igual a tensão no capacitor C_1 , cuja expressão foi definida em (2.9), neste caso, convém ressaltar:

$$V_{S1,S3_max} = V_{S2,S4_max} = V_{BAT} \cdot \frac{1}{(1-D)} \quad (2.50)$$

As chaves S_1 e S_3 conduzem na sexta e terceira etapa respectivamente. A corrente média nestas chaves são iguais e definidas por:

$$\overline{I_{S1,S3}} = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t6} -\frac{I_{in}}{2} - \frac{(V_{C2} - V_{C1} \cdot n) \cdot n}{L_p} \cdot t dt \right) \quad (2.51)$$

A corrente eficaz na chave S_1 e S_3 é obtida a partir da expressão (2.51):

$$I_{S1,S3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_6} \left[-\frac{I_{in}}{2} - \frac{(V_{C2} - V_{C1} \cdot n) \cdot n}{L_P} \cdot t \right]^2 dt \right)} \quad (2.52)$$

A chave S_2 conduz da primeira à quinta etapa. A seguir, é apresentada a expressão que define a corrente média na chave S_2 e S_4 :

$$\overline{I_{S2,S4}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{in}}{2} - \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot \Delta t_6 + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_P} \cdot t dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}}{2} t dt + \int_0^{\Delta t_3} \frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot t dt + \int_0^{\Delta t_4} \frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot \Delta t_3 - \frac{n \cdot V_{C2}}{L_P} \cdot t dt \right) \quad (2.53)$$

A partir da expressão (2.53), é encontrado a expressão que define a corrente eficaz das chaves S_2 e S_4 :

$$I_{S2,S4_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{in}}{2} - \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot \Delta t_6 + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_P} \cdot t \right)^2 dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}}{2} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{C1} \cdot n^2 - V_{C2} \cdot n}{L_P} \cdot \Delta t_3 - \frac{n \cdot V_{C2}}{L_P} \cdot t \right)^2 dt \right)} \quad (2.54)$$

2.4.4 Esforços nos diodos (D_1, D_2)

A expressão da corrente média nos diodos foi apresentada previamente na expressão (2.38), portanto, expandindo e simplificando, obtém-se:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \frac{T_S \cdot V_{BAT} \cdot n [V_{BAT} \cdot n - V_{C3} \cdot (1-D)]}{2 \cdot L_P \cdot V_{C3}} \quad (2.55)$$

A corrente eficaz é encontrada tomando como base a expressão (2.38), desenvolvendo e simplificando, obtém-se:

$$I_{D1_EF} = I_{D2_EF} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot T_S^2 \cdot V_{BAT} \cdot n \cdot (D \cdot V_{C3} - V_{C3} + V_{BAT} \cdot n)^2}{L_P^2 \cdot V_{C3}}} \quad (2.56)$$

A tensão máxima aplicada em cada diodo é obtida pela soma da tensão nos capacitores C_2 e C_3 , como estes são iguais, tem-se que:

$$V_{D1_MAX} = V_{D2_MAX} = 2 \cdot V_{C2} \quad (2.57)$$

A expressão que define a tensão no capacitor C_2 (V_{C2}) já foi definida previamente em (2.20), portanto:

$$V_{D1_MAX} = V_{D2_MAX} = 2 \cdot \frac{T_S \cdot (V_{BAT} \cdot n)^2}{2 \cdot L_P \cdot I_O + T_S \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot (1-D)} \quad (2.58)$$

2.5 Estudo da Comutação Suave

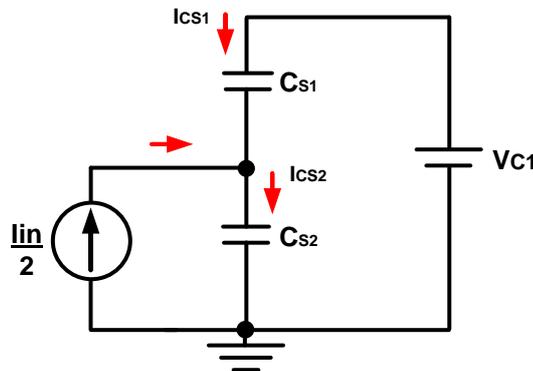
A comutação suave elimina as perdas de comutação nas chaves de potência, permite a utilização de elevadas frequências de chaveamento e reduz a interferência eletromagnética, portanto, fazendo-se necessário o seu estudo detalhado (ANDERSEN, 2010).

A seguir, é apresentado o estudo das condições de comutação suave das chaves superiores S_1 , S_3 , e inferiores S_2 , S_4 , do conversor proposto. Para tanto, deve-se levar em consideração o efeito da indutância de comutação e as capacitâncias intrínsecas das chaves de forma a determinar o tempo morto mínimo e máximo.

2.5.1 Análise da comutação suave para as chaves superiores (S_1 , S_3)

A comutação da chave S_1 ocorre entre a quinta e sexta etapa, enquanto que a da chave S_3 ocorre entre a segunda e terceira etapa. Em ambas as chaves, durante a comutação, a corrente inicial é nula. A análise da condição de comutação suave é feita para a chave S_1 , valendo o mesmo equacionamento para a chave S_3 . Na Figura 2.20, é apresentado o circuito equivalente para análise da condição de comutação suave:

Figura 2.20– Circuito equivalente para análise da comutação suave



Fonte: Elaborada pelo autor.

a) Determinando o tempo morto mínimo

Através do circuito equivalente e da análise das malhas, as seguintes expressões podem ser extraídas:

$$V_{CS1} + V_{CS2} = V_{C1} \quad (2.59)$$

$$\frac{I_{in}}{2} + I_{CS1}(t) = I_{CS2}(t) \quad (2.60)$$

Sabe-se que:

$$I_{CS1}(t) = C_{S1} \cdot \left(\frac{d}{dt} V_{C1} \right) \quad (2.61)$$

$$I_{CS2}(t) = C_{S2} \cdot \left(\frac{d}{dt} V_{C2} \right) \quad (2.62)$$

Para as capacitâncias intrínsecas das chaves, são considerados os seguintes valores:

$$C_{S1} = C_{S2} = C_S = 450 \text{ pF} \quad (2.63)$$

Substituindo as expressões (2.61) e (2.62) em (2.60), desenvolvendo e simplificando, obtém-se a seguinte expressão:

$$V_{CS2}(t) = \frac{I_{in}}{4 \cdot C_S} \cdot t \quad (2.64)$$

A condição inicial necessária para comutação se dá quando a tensão sobre o capacitor C_{S2} (V_{CS2}) é igual a V_{C1} . Assim, isolando 't' da expressão (2.64) e considerando a condição inicial da etapa, obtém-se a equação que define o tempo morto mínimo para que haja comutação suave:

$$td_{\min} = \frac{4 \cdot C_S \cdot V_{C1}}{I_{in}} \quad (2.65)$$

A tensão no capacitor C_1 (V_{C1}) e a corrente de entrada (I_{in}) são dados respectivamente por:

$$V_{C1} = \frac{V_{BAT}}{(1-D)} \quad (2.66)$$

$$I_{in} = \frac{\left[\frac{V_{BAT}}{1-D} + \frac{2 \cdot V_{BAT} \cdot n}{\alpha + (1-D)} \right] \cdot \frac{T_S \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot \alpha}{2 \cdot L_p} - V_{PV} \cdot I_{PV}}{V_{BAT}} \quad (2.67)$$

Substituindo (2.66) e (2.67) em (2.65), obtém-se:

$$td_{\min} = \frac{4 \cdot C_S \cdot \frac{V_{BAT}^2}{(1-D)}}{\left[\frac{V_{BAT}}{1-D} + \frac{2 \cdot V_{BAT} \cdot n}{\alpha + (1-D)} \right] \cdot \frac{T_S \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot \alpha}{2 \cdot L_p} - \left(\frac{V_{BAT}}{(1-D)} \right) \cdot I_{PV}} \quad (2.68)$$

b) Determinando o tempo morto máximo

O tempo morto máximo para a comutação das chaves superiores S_1 , S_3 ocorre quando a corrente que circula pela mesma chega à zero, cuja expressão é dada por:

$$\frac{-I_{in}}{2} + \frac{I_{Lp}}{n} = 0 \quad (2.69)$$

Substituindo (2.7) em (2.69) e isolando 't', tem-se:

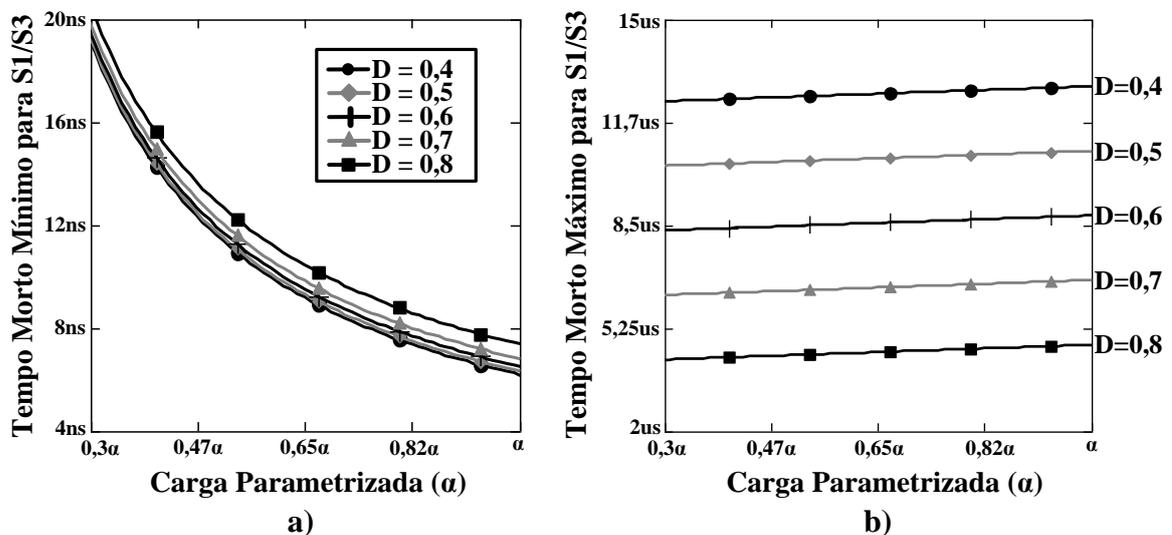
$$td_{\max} = \frac{n \cdot \frac{I_{in}}{2}}{\frac{1}{L_p} \cdot \left[\frac{V_{BAT} \cdot n}{(1-D)} - V_{C2} \right]} \quad (2.70)$$

Na sequência, substituindo (2.67) em (2.70):

$$td_{\max} = n \cdot \left[\frac{\left[\frac{V_{BAT}}{(1-D)} + \frac{2 \cdot V_{BAT} \cdot n}{\alpha + (1-D)} \right] \cdot \frac{T_S \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot \alpha}{2L_p} - V_{PV} \cdot I_{PV}}{\frac{2V_{BAT}}{L_p} \cdot \left[\frac{[V_{BAT} \cdot n]}{(1-D)} - \frac{[V_{BAT} \cdot n]}{\alpha + (1-D)} \right]} \right] \quad (2.71)$$

A partir das expressões (2.68) e (2.71), foram gerados o Gráfico 2.3a e Gráfico 2.3b, os quais representam, respectivamente, o tempo morto mínimo e máximo para a comutação das chaves S_1 e S_3 , em função da corrente parametrizada (α) para diferentes valores de razão cíclica (D) como parâmetro.

Gráfico 2.3 – a) Tempo morto mínimo das chaves superiores. b) Tempo morto máximo das chaves superiores



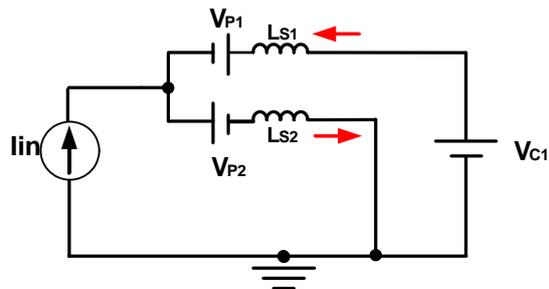
Fonte: Elaborada pelo autor.

2.5.2 Análise da comutação suave para as chaves inferiores (S_2, S_4)

O acionamento da chave S_2 ocorre entre a sexta e primeira etapa, enquanto que a chave S_4 ocorre entre a terceira e quarta etapa. A análise da condição de comutação suave é feita para a chave S_2 , o mesmo equacionamento valendo para a chave S_4 . Portanto, deve-se levar em consideração os valores da corrente de pico na sexta etapa e a corrente inicial da primeira etapa de operação.

No intuito de facilitar o entendimento da comutação suave para as chaves inferiores, é feita a análise da sexta e primeira etapa, refletidas ao primário. Na Figura 2.21 é apresentado o circuito equivalente da sexta etapa, em que as setas indicam o sentido da corrente:

Figura 2.21 – Circuito equivalente da sexta etapa



Fonte: Elaborada pelo autor.

Através do circuito equivalente e da análise das malhas têm-se as seguintes expressões:

$$V_{P1} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{C2}}{n} + V_{C1} \right) \quad (2.72)$$

$$V_{P2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{C2}}{n} - V_{C1} \right) \quad (2.73)$$

$$V_{LS} = \frac{1}{2} \cdot \left(-\frac{V_{C2}}{n} + V_{C1} \right) \quad (2.74)$$

$$I_{LS1}(t) = \frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2 \cdot n^2 \cdot (V_{C1} - V_{P1})}{L_p} \right] \cdot t \quad (2.75)$$

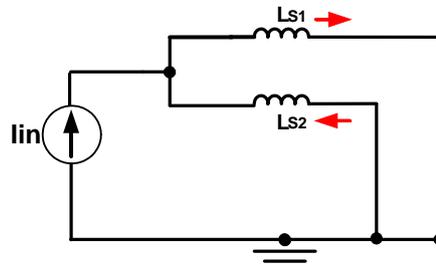
$$I_{LS2}(t) = \frac{I_{in}}{2} - \frac{2n^2 \cdot V_{P2}}{L_p} \cdot t \quad (2.76)$$

Considerando:

$$L_{S1} = L_{S2} = L_S = \frac{L_p}{2n^2} \quad (2.77)$$

Na Figura 2.22 é apresentado o circuito equivalente da primeira etapa de operação, refletida ao primário:

Figura 2.22 – Circuito equivalente da primeira etapa



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando o circuito equivalente, encontram-se as seguintes expressões:

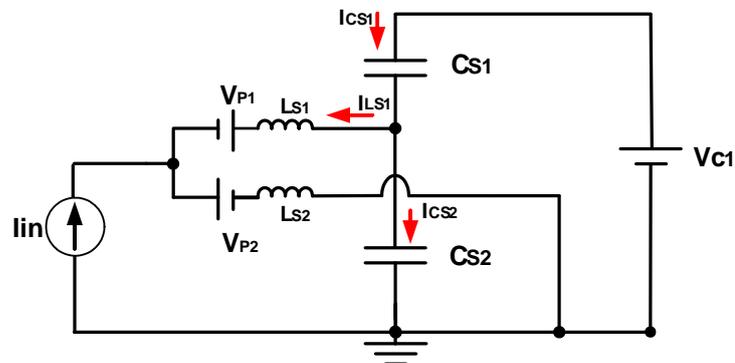
$$I_{LS1}(t) = -I_{(0)} + \left[\frac{2n^2 \cdot V_{LS1}}{L_p} \right] \cdot t \quad (2.78)$$

$$I_{LS2}(t) = I_{(0)} - \left[\frac{2n^2 \cdot V_{LS2}}{L_p} \right] \cdot t \quad (2.79)$$

$$V_{LS1} = V_{LS2} = V_{LS} = \frac{V_{C2}}{2n} \quad (2.80)$$

Com a análise da sexta e primeira etapa, refletidas ao primário, têm-se todas as equações necessárias para aplicação no estudo da comutação suave das chaves inferiores. Na Figura 2.23, é apresentado o circuito equivalente para análise da condição de comutação suave:

Figura 2.23 – Circuito equivalente para análise da comutação suave



Fonte: Elaborada pelo autor.

a) *Determinando o tempo morto mínimo*

Analisando as correntes do circuito equivalente, apresentado na Figura 2.23, obtém-se a seguinte expressão:

$$I_{CS1}(t) = I_{CS2}(t) + I_{LS1}(t) \quad (2.81)$$

Desenvolvendo a expressão da corrente I_{LS1} , apresentada em (2.75), obtém-se:

$$I_{LS1}(t) = \left[\frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2n^2 \cdot \left(\frac{V_{C1}}{2} - \frac{V_{C2}}{2n} \right)}{L_p} \right] \cdot [1-D]T_s \right] + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_p} \cdot t \quad (2.82)$$

Substituindo as correntes I_{CS1} , I_{CS2} e I_{LS1} , as quais foram definidas em (2.61), (2.62) e (2.82), respectivamente, em (2.81), desenvolvendo esta expressão e isolando V_{CS2} obtém-se:

$$V_{CS2}(t) = \frac{t}{2 \cdot C_s} \left[\left[\frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2 \cdot n^2 \left(\frac{V_{C1}}{2} - \frac{V_{C2}}{n} \right)}{L_p} \right] \cdot (1-D)T_s \right] + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_p} \cdot t \right] + V_{C1} \quad (2.83)$$

A condição inicial para que ocorra comutação suave é quando a tensão na chave S_2 (V_{CS2}) é zero, portanto, aplicando a condição inicial em (2.83) e isolando 't', obtém-se a expressão que define o tempo morto mínimo para comutação suave das chaves inferiores:

$$td_{min} = \frac{-4 \cdot C_s \cdot L_p \cdot V_{C1}}{(I_{in} \cdot L_p + 2 \cdot T_s \cdot V_{C2} \cdot n - 2 \cdot T_s \cdot V_{C1} \cdot n^2 + 2 \cdot D \cdot T_s \cdot V_{C2} \cdot n^2 - 2 \cdot D \cdot T_s \cdot V_{C2} \cdot n) + 2 \cdot t \cdot V_{C2} \cdot n} \quad (2.84)$$

b) *Determinando o tempo morto máximo*

O tempo máximo para que ocorra comutação suave está relacionada ao tempo em que a corrente na primeira etapa leva para atingir zero, cuja expressão foi definida em (2.78). A condição inicial desta etapa ' $I_{(0)}$ ' corresponde a corrente de pico da sexta etapa, portanto:

$$I_{(0)} = \left[\frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2n^2 \cdot \left(\frac{V_{C1}}{2} - \frac{V_{C2}}{2n} \right)}{L_p} \right] \cdot [1-D]T_s \right] \quad (2.85)$$

Substituindo (2.85) em (2.78), obtém-se:

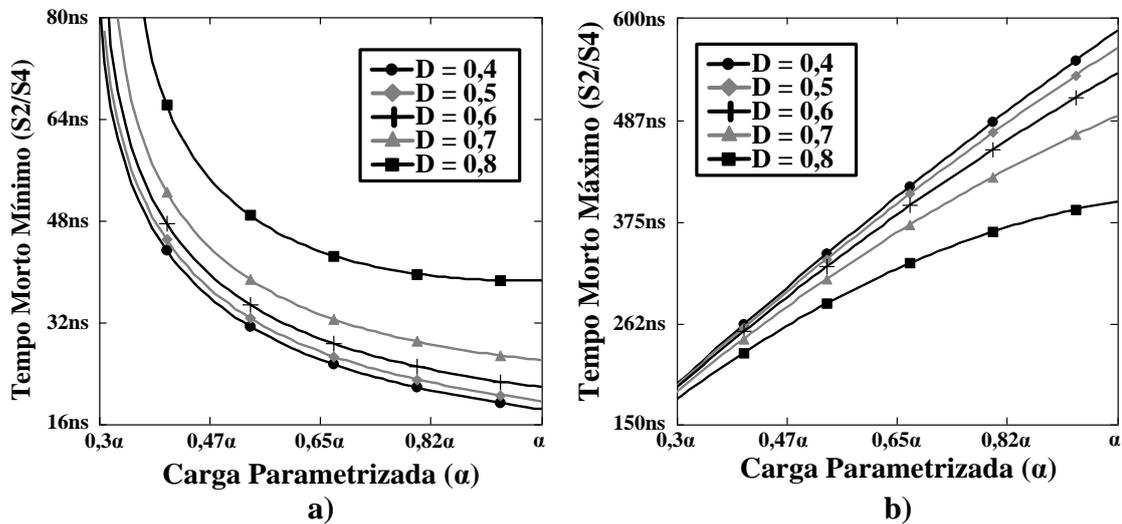
$$I_{LS1}(t) = \left[\frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2n^2 \cdot \left(\frac{V_{C1}}{2} - \frac{V_{C2}}{2n} \right)}{L_p} \right] \cdot [1-D] T_s \right] + \frac{n \cdot V_{C2}}{L_p} \cdot t \quad (2.86)$$

Fazendo a corrente I_{LS1} igual a zero e isolando 't', tem-se a expressão que define o tempo morto máximo para que ocorra comutação suave nas chaves inferiores.

$$td_{\max_inf} = - \left[\frac{I_{in}}{2} - \left[\frac{2n^2 \cdot \left(\frac{V_{C1}}{2} - \frac{V_{C2}}{2n} \right)}{L_p} \right] \cdot [1-D] T_s \right] \cdot \frac{L_p}{n \cdot V_{C2}} \quad (2.87)$$

A partir das expressões (2.84) e (2.87), foram gerados o Gráfico 2.4a e Gráfico 2.4b, os quais representam, respectivamente, o tempo morto mínimo e máximo para a comutação das chaves S_2 e S_4 em função da corrente parametrizada (α) para diferentes valores de razão cíclica (D) como parâmetro:

Gráfico 2.4 – a) Tempo morto mínimo das chaves inferiores. b) Tempo morto máximo das chaves inferiores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.6 Considerações Finais

Com os resultados teóricos obtidos através do estudo qualitativo e quantitativo do conversor, verifica-se seu comportamento em cada modo de operação, bem como as etapas de operação e as principais formas de ondas de seus componentes. Além disso, através do equacionamento matemático do conversor, obteve-se o ganho estático possibilitando a construção de gráficos, de forma a promover um melhor entendimento do comportamento do conversor. Ficaram evidenciados os altos ganhos que se podem atingir com esta topologia, no entanto, para valores de razão cíclica maior que 0,8 e relação de transformação maior que 3, o conversor opera em região de instabilidade. Na sequência, foi apresentado o equacionamento dos esforços de tensão e corrente em alguns componentes do conversor. Através destas equações será possível dimensionar os componentes a serem utilizados na sua construção. Por fim, foi realizado o estudo das condições de comutação suave do conversor, sendo definidos os tempos mortos máximos e mínimos para que ocorra comutação suave, desta forma, obtêm-se os parâmetros necessários para especificar o *driver* de acionamento das chaves de potência. O próximo capítulo abordará o projeto de construção do conversor, que figura como meio para validar todo o embasamento teórico apresentado neste capítulo.

3 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as especificações de projeto, assim como os procedimentos para o dimensionamento do conversor, a fim de quantificar os esforços de corrente e tensão em cada componente.

Uma vez encontrados os esforços de correntes e tensão, aos quais estão submetidos os componentes, são escolhidos aqueles que melhor se adequam às necessidades do projeto para compor o circuito de potência. Na Tabela 3.1 são apresentadas as especificações de projeto para o conversor proposto:

Tabela 3.1 – Especificações do conversor

| Especificação | Valor |
|---|--------------|
| Potência de saída (P_o) | 500W |
| Tensão de entrada (V_{BAT}) | 24V |
| Tensão de saída (V_o) | 200V |
| Frequência de chaveamento (f_s) | 50 kHz |
| Razão cíclica nominal (D) | 0,6 |
| Resistência de carga (R_o) | 80Ω |
| Ondulação máxima da corrente de entrada ($\Delta_{i_{in}}$) | 10% |
| Ondulação da tensão de saída (Δ_{V_o}) | 1% |

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.2 Projeto do Indutor de Entrada (L_{in})

Na Tabela 3.2 são apresentados os valores das variáveis de entrada para projeto do indutor de entrada:

Tabela 3.2 – Parâmetros para projeto do indutor de entrada

| Parâmetro | Valor |
|--|---|
| Densidade de corrente nos condutores (J) | 400 A/cm ² |
| Densidade de fluxo magnético (B) | 0,3 T |
| Permeabilidade magnética do ar (μ_o) | $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} T \cdot m / A$ |
| Fator de ocupação teórico (K_u) | 0,7 |

Fonte: Elaborada pelo autor.

A corrente de entrada é calculada usando a expressão (2.43), substituindo os valores obtém-se:

$$I_{IN} = \frac{500}{24} \cong 21A \quad (3.1)$$

A indutância de entrada é dada por:

$$L_{IN} = \frac{V_{BAT} \cdot D}{fs \cdot 2I_{IN} \cdot \Delta I_{IN}} \cong 100\mu H \quad (3.2)$$

Considerando a ondulação máxima de 10%, tem-se:

$$I_{IN_MAX} = 1,1 \cdot I_{IN} \cong 23A \quad (3.3)$$

$$I_{IN_MIN} = I_{IN} \cdot 0,9 \cong 19A \quad (3.4)$$

De posse dos valores encontrados nas equações (3.1), (3.2) e (3.3) é possível encontrar o núcleo de ferrite através da equação que define o produto da área do núcleo magnético (MCLYMAN, 1988):

$$A_e A_w = \frac{L_{IN} \cdot I_{IN_MAX} \cdot I_{IN}}{K_u \cdot B \cdot J} \cdot 10^4 = 5,61 \text{ cm}^4 \quad (3.5)$$

Com base no valor dado pela expressão (3.5), o núcleo de ferrite escolhido foi o **NEE 55/28/21** da Thornton, cujos valores de referência estão listados na Tabela 3.3:

Tabela 3.3 – Características do núcleo NEE 55/28/21

| Parâmetro | Valor |
|---|--------------------|
| Área efetiva da perna central do núcleo (A_e) | 3,54 cm^2 |
| Área da janela do núcleo (A_w) | 2,50 cm^2 |
| Área do núcleo magnético ($A_e A_w$) | 8,85 cm^4 |
| Volume do núcleo (V_e) | 40,5 cm^3 |

Fonte: Catálogo de núcleos Thornton (2008).

Uma vez escolhido o núcleo, obtém-se os parâmetros necessários para dimensionamento do número de espiras do indutor de entrada, portanto:

$$N_{L_{IN}} = \frac{L_{IN} \cdot I_{IN_MAX}}{A_e \cdot B} \cdot 10^4 \cong 22 \quad (3.6)$$

Na sequência, a seção do condutor a ser utilizada no enrolamento é dada por:

$$S_{L_{IN}} = \frac{I_{IN}}{J} = 0,052 \text{ cm}^2 \quad (3.7)$$

Tendo como base o valor obtido na expressão (3.7), o fio escolhido para a confecção do transformador foi o AWG 22. A Tabela 3.4 apresenta as principais características do fio escolhido:

Tabela 3.4 – Dados do fio AWG 22

| Parâmetro | Valor |
|--|--------------------------|
| Diâmetro do cobre (D_C) | 0,064 cm |
| Área do fio sem isolamento (S_F) | 0,003255 cm ² |
| Área do fio com isolamento (S_{F_ISOL}) | 0,004013 cm ² |
| Resistência do fio para 100°C (R_{22}) | 0,000708 Ω/cm |

Fonte: (BARBI, 2007).

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{L_{IN_PARALELO}} = \frac{S_{L_{IN}}}{S_F} \cong 16 \quad (3.8)$$

O fator de ocupação é encontrado pela seguinte expressão:

$$K_u = \frac{N_{L_{IN}} \cdot N_{L_{IN_PARALELO}} \cdot S_{F_ISOL}}{A_w} = 0,565 \quad (3.9)$$

O fator de ocupação teórico encontrado foi menor que o valor estipulado no projeto, portanto, conclui-se que o indutor pode ser implementado fisicamente. O valor do entreferro é dado por:

$$I_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_{L_{IN}})^2}{L_{IN}} \cdot 10^{-2} = 0,218 \text{ cm} \quad (3.10)$$

A Tabela 3.5 apresenta um resumo das principais características do indutor de entrada calculado anteriormente:

Tabela 3.5 – Parâmetros do indutor de entrada

| Parâmetro | Valor |
|---|--------------|
| Indutância de entrada (L_{IN}) | 100μH |
| Número de espiras ($N_{L_{IN}}$) | 22 |
| Núcleo | NEE 55/28/21 |
| Fio | AWG22 |
| Número de fios em paralelo ($N_{L_{IN_PARALELO}}$) | 16 |
| Entreferro (I_g) | 0,218 cm |

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3 Projeto do Transformador (T_r)

Para o projeto do transformador, adotaram-se os seguintes valores para as variáveis de entrada, conforme visualiza-se na Tabela 3.6:

Tabela 3.6 – Variáveis de entrada para projeto do transformador.

| Parâmetro | Valor |
|--|-----------------------|
| Densidade de corrente nos condutores (J) | 450 A/cm ² |
| Densidade de fluxo magnético (Δ_B) | 0,15 T |
| Fator de ocupação da janela (K_u) | 0,4 |
| Fator de ocupação do primário (K_p) | 0,41 |
| Relação de transformação (n) | 1,2 |

Fonte: Elaborada pelo autor.

A expressão (2.45) define a tensão em cada enrolamento primário do transformador, substituindo os valores, obtém-se:

$$V_{T1} = V_{T2} = \frac{24}{2(1-0,6)} = 30V \quad (3.11)$$

Substituindo os valores nas expressões (2.47) e (2.48), obtém-se, respectivamente, a corrente média e eficaz em cada enrolamento do primário:

$$\bar{I}_{PRI} = \frac{21}{2} \cong 10 A \quad (3.12)$$

$$I_{PRI_{EF}} \cong 12 A \quad (3.13)$$

Substituindo as expressões (2.2) e (2.7) em (2.49), e resolvendo a expressão obtém-se a corrente eficaz no secundário:

$$I_{SEC_{EF}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_6} \left(\frac{1}{L_p} \cdot \left(\frac{V_{BAT}}{(1-D)} \cdot n - V_{C2} \right) \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(I_{LP_6et}(t) - \frac{V_{C2}}{L_p} \cdot t \right)^2 dt \right)} \cong 6 A \quad (3.14)$$

De posse dos valores encontrados em (3.13), (3.14) e das especificações de projeto apresentados na Tabela 3.1 e Tabela 3.6, é possível definir qual o núcleo a ser utilizado através da seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{V_{IN} \cdot D}{(1-D) \cdot B \cdot J \cdot K_u \cdot f_s} \cdot \left[2 \cdot I_{PRI_{EF}} + n \cdot I_{SEC_{EF}} \right] \cdot 10^4 = 8,738 \text{ cm}^4 \quad (3.15)$$

Com base no valor dado pela expressão (3.15), o núcleo de ferrite escolhido foi o **NEE 42/21/15** da Thornton, cujos valores de referência são listados na Tabela 3.7:

Tabela 3.7 – Características do núcleo NEE 42/21/15

| Parâmetro | Valor |
|---|-----------------------|
| Área efetiva da perna central do núcleo (A_e) | 1,81 cm ² |
| Área da janela do núcleo (A_w) | 1,57 cm ² |
| Área do núcleo magnético ($A_e A_w$) | 2,84 cm ⁴ |
| Volume do núcleo (V_e) | 17,10 cm ³ |

Fonte: Catálogo de núcleos Thornton (2008).

Definido o núcleo, têm-se os parâmetros necessários para calcular o número de espiras do primário e secundário através das seguintes expressões:

$$N_{PRI} = \frac{V_{IN}}{(1-D) \cdot 8 \cdot B \cdot A_e \cdot f_s} \cdot 10^4 \cong 6 \quad (3.16)$$

$$N_{SEC} = n \cdot 2 \cdot N_{PRI} \cong 15 \quad (3.17)$$

Na sequência, a seção dos fios primário e secundário, respectivamente:

$$S_{PRI} = \frac{I_{PRI_{EF}}}{J} = 0,028 \text{ cm}^2 \quad (3.18)$$

$$S_{SEC} = \frac{I_{SEC_{EF}}}{J} = 0,014 \text{ cm}^2 \quad (3.19)$$

Para determinar a profundidade de penetração devido ao efeito pelicular (efeito *skin*) adotou-se a seguinte expressão (BARBI, 2007).

$$d = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,067 \text{ cm} \quad (3.20)$$

Com base nos resultados apresentados pela equação (3.20), o fio escolhido para a confecção do transformador foi o AWG 22. As características referentes a este fio são suprimidas, uma vez que já foram apresentadas na Tabela 3.4. O número de fios em paralelo do primário e secundário é dado por:

$$N_{PRI_{PARALELO}} = \frac{S_{PRI}}{S_F} \cong 8 \quad (3.21)$$

$$N_{SEC_{PARALELO}} = \frac{S_{SEC}}{S_F} \cong 4 \quad (3.22)$$

Por fim, é calculado o fator de ocupação teórico:

$$K_u = \frac{2 \cdot N_{PRI_{PARALELO}} \cdot N_{PRI} \cdot S_{F_{ISOL}}}{A_w} + \frac{N_{SEC_{PARALELO}} \cdot N_{SEC} \cdot S_{F_{ISOL}}}{A_w} = 0,399 \quad (3.23)$$

O fator de ocupação teórico encontrado foi próximo ao valor estipulado no projeto, porém dentro do limite aceitável, concluindo-se que o transformador pode ser implementado fisicamente. A Tabela 3.8 apresenta um resumo dos principais parâmetros do transformador:

Tabela 3.8 – Parâmetros do transformador

| Parâmetro | Valor |
|--|--------------|
| Número de espiras do primário (N_{PRI}) | 6 |
| Número de espiras do secundário (N_{SEC}) | 15 |
| Núcleo | NEE 42/21/15 |
| Fio | AWG 22 |
| Número de fios em paralelo do primário ($N_{PRI_PARALELO}$) | 8 |
| Número de fios em paralelo do secundário ($N_{SEC_PARALELO}$) | 4 |

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.4 Projeto do Indutor de Comutação (L_p)

Para o projeto do indutor de comutação adotaram-se os seguintes valores para as variáveis de entrada, conforme visualiza-se na Tabela 3.9:

Tabela 3.9 – Variáveis de entrada para projeto do indutor de comutação

| Parâmetro | Valor |
|--|---|
| Densidade de corrente nos condutores (J) | 450 A/cm ² |
| Densidade de fluxo magnético (Δ_B) | 0,15 T |
| Permeabilidade magnética do ar (μ_o) | $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} T \cdot m / A$ |
| Fator de ocupação (K_u) | 0,7 |

Fonte: Elaborada pelo autor.

Adotaram-se os seguintes valores para a indutância de comutação, embasado pela simulação do conversor proposto:

$$L_p = 14\mu H \quad (3.24)$$

A corrente de pico encontrada no secundário:

$$I_{SEC_MAX} \cong 12A \quad (3.25)$$

Com base nos valores encontrados em (3.14), (3.24), (3.25) e Tabela 3.9, encontra-se a área do núcleo magnético, cuja expressão é definida por:

$$A_e A_w = \frac{L_P \cdot I_{SEC_{EF}} \cdot I_{SEC_{MAX}}}{K_u \cdot J \cdot B} \cdot 10^4 = 0,185 \text{ cm}^4 \quad (3.26)$$

Com base no valor dado pela expressão (3.26), o núcleo de ferrite escolhido foi o **NEE 30/15/14** da Thornton, cujos valores de referência estão listados na Tabela 3.10:

Tabela 3.10 – Características do núcleo NEE 30/15/14

| Parâmetro | Valor |
|---|--------------------|
| Área efetiva da perna central do núcleo (A_e) | 1,20 cm^2 |
| Área da janela do núcleo (A_w) | 0,85 cm^2 |
| Área do núcleo magnético ($A_e A_w$) | 1,02 cm^4 |
| Volume do núcleo (V_e) | 8 cm^3 |

Fonte: Catálogo de núcleos Thornton (2008).

Na sequência, a expressão que define o número de espiras é dada por:

$$N_{L_p} = \frac{L_P \cdot I_{SEC_{MAX}}}{A_e \cdot B} \cdot 10^4 \cong 8 \quad (3.27)$$

A seção do condutor é encontrada da seguinte forma:

$$S_{L_p} = \frac{I_{SEC_{EF}}}{J} = 0,014 \text{ cm}^2 \quad (3.28)$$

O fio escolhido foi o AWG 22, cujos parâmetros já foram definidos na Tabela 3.4.

O número de fios em paralelo é calculado da seguinte forma:

$$N_{L_p_PARALELO} = \frac{S_{L_p}}{S_F} = 5 \quad (3.29)$$

Em seguida, o fator de ocupação teórico:

$$K_u = \frac{N_{L_p_PARALELO} \cdot N_{L_p} \cdot S_{F_ISOL}}{A_w} \cong 0,19 \quad (3.30)$$

Por fim, a altura do entreferro:

$$I_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_{L_p})^2}{L_P} \cdot 10^{-2} = 0,07 \text{ cm} \quad (3.31)$$

A Tabela 3.11 apresenta o resumo dos principais parâmetros do indutor de comutação:

Tabela 3.11 – Principais parâmetros do indutor de comutação

| Parâmetro | Valor |
|--|--------------|
| Indutância de entrada (L_p) | 14 μ H |
| Número de espiras (N_{L_p}) | 8 |
| Núcleo | NEE 30/15/14 |
| Fio | AWG 22 |
| Número de fios em paralelo ($N_{L_p_PARALELO}$) | 5 |
| Entreferro (I_g) | 0,07 cm |

Fonte: Catálogo de núcleos Thornton (2008).

3.5 Dimensionamento dos Diodos (D_1, D_2)

O dimensionamento dos diodos é feito tomando como base os valores de tensão máxima e corrente média e eficaz em cada um deles. Substituindo os valores encontrados na expressão(2.55), obtêm-se a corrente média nos diodos:

$$\bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 24 \cdot 1,2 [24 \cdot 1,2 - 57 \cdot (1 - 0,6)]}{2 \cdot 14 \cdot 10^{-6} \cdot 57} \cong 2,5A \quad (3.32)$$

A corrente eficaz é encontrada substituindo os valores na expressão (2.56):

$$I_{D1_EF} = I_{D2_EF} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot (20 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 24 \cdot 1,2 \cdot (0,61 \cdot 57 - 57 + 24 \cdot 1,2)^2}{(14 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 57}} \cong 4A \quad (3.33)$$

Resolvendo a expressão (2.58) encontra-se a tensão máxima em cada diodo:

$$V_{D1} = V_{D2} = 2 \cdot \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot (24 \cdot 1,2)^2}{2 \cdot (14 \cdot 10^{-6}) \cdot 2,47 + (20 \cdot 10^{-6}) \cdot 1,2 \cdot 24 \cdot (1 - 0,6)} \cong 114V \quad (3.34)$$

Os valores de corrente e tensão encontrados são os principais parâmetros necessários para a escolha do componente. Com base nestes valores, foi escolhido o diodo Schottky MBR20200CT da *On Semiconductor*, cujas principais características são apresentadas na Tabela 3.12:

Tabela 3.12 – Dados do diodo D1 e D2

| Parâmetro | Valor |
|---|-------------------------|
| Tipo | Diodo Schottky |
| Fabricante | <i>On Semiconductor</i> |
| Referência | MBR20200CT |
| Máxima tensão repetitiva reversa (V_{RRM}) | 200V |
| Corrente média de condução direta ($I_{F(AV)}$) | 20A |
| Queda de tensão em condução direta (V_f) | 0,9V @ 125°C |

Fonte: *On Semiconductor* (2008).

3.6 Dimensionamento das Chaves de Potência (S_1, S_2, S_3, S_4)

Para o dimensionamento das chaves de potência foram considerados os valores de tensões e correntes médias, eficazes e de pico para as chaves. A expressão (2.50) define a tensão máxima as quais as chaves estão submetidas:

$$V_{S1,S3_max} = V_{S2,S4_max} = 24 \cdot \frac{1}{(1-0,6)} = 60V \quad (3.35)$$

A corrente média e eficaz nas chaves S_1 e S_3 são definidas em (2.51) e (2.52), respectivamente, substituindo os valores nas expressões, obtém-se:

$$\overline{I}_{S1,S3} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \left(\int_0^{\Delta t^6} -\frac{21}{2} - \frac{(57 - 60 \cdot 1,2) \cdot 1,2}{1,4 \cdot 10^{-6}} \cdot t dt \right) \cong -1,3A \quad (3.36)$$

$$I_{S1,S3_ef} = \sqrt{\frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \left[\int_0^{\Delta t^3} \left(-\frac{21}{2} + \frac{1,2^2 \cdot \left(60 - \frac{57}{1,2} \right)}{1,4 \cdot 10^{-6}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \cong 3A \quad (3.37)$$

A corrente média e eficaz nas chaves S_2 e S_4 são definidas em (2.53) e (2.54) respectivamente, substituindo os valores nas expressões, obtém-se:

$$\overline{I}_{S2,S4} \cong 7A \quad (3.38)$$

$$I_{S2,S4_ef} \cong 10A \quad (3.39)$$

De posse dos valores de tensão e corrente nas chaves, têm-se os parâmetros necessários para a escolha do componente que melhor se encaixa na aplicação, portanto, adotou-se o componente IRFP4710 da *Internacional Rectifier*, cujas principais características são visualizadas na Tabela 3.13:

Tabela 3.13 – Dados das chaves S1, S2, S3 e S4

| Parâmetro | Valor |
|---|--------------------------------|
| Tipo | Mosfet |
| Fabricante | <i>International Rectifier</i> |
| Código | IRFP4710 |
| Máxima tensão dreno-source (V_{DSS}) | 100 V |
| Máxima corrente dreno-source (I_D) | 72A |
| Máxima tensão gate-source (V_{GS}) | 20V |
| Resistência dreno-source ($R_{DS(on)}$) | 14m Ω |
| Faixa de operação para temperatura de junção (T_J) | -55 °C a +175 °C |
| Resistência térmica junção-encapsulamento ($R_{\theta JC}$) | 0,81 °C/W |
| Resistência térmica junção-ambiente ($R_{\theta JA}$) | 40 °C/W |
| Resistência térmica encapsulamento-dissipador ($R_{\theta CS}$) | 0,24 °C/W |

Fonte: *International Rectifier* (2002).

3.7 Dimensionamento dos Capacitores de Saída (C_1, C_2, C_3)

Os capacitores foram dimensionados levando em consideração seus esforços de corrente e tensão. As expressões que definem as tensões nos capacitores já foram apresentadas em (2.9) e (2.20), cujos valores são:

$$V_{C1} = V_{BAT} \cdot \frac{1}{(1-D)} = \frac{24}{(1-0,6)} = 60V \quad (3.40)$$

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot (24 \cdot 1,2)^2}{2 \cdot (14 \cdot 10^{-6}) \cdot 2,47 + (20 \cdot 10^{-6}) \cdot 1,2 \cdot 24 \cdot (1-0,6)} \cong 57V \quad (3.41)$$

Na sequência são apresentadas as correntes eficazes nos capacitores de saída:

$$I_{C1_EF} \cong 3,5A \quad (3.42)$$

$$I_{C2_EF} = I_{C3_EF} \cong 3,2A \quad (3.43)$$

O cálculo da capacitância é dado pela seguinte expressão:

$$C_X = \frac{D \cdot IC_{X_EF}}{2 \cdot f_s \cdot V_{C_X} \cdot \Delta_V} \quad (3.44)$$

Considerando a variação de tensão máxima (Δ_V) de 1% e substituindo os valores encontrados na equação (3.44), obtêm-se os seguintes valores de capacitância:

$$C_1 = 39,3\mu F \quad (3.45)$$

$$C_2 = C_3 = 60,83\mu F \quad (3.46)$$

O capacitor C_1 está submetido a duas vezes a frequência de comutação devido às características da CCTE, desse modo, foi utilizado o capacitor do tipo polipropileno, enquanto que os capacitores C_2 e C_3 são do tipo eletrolítico. Os valores teóricos de capacitância encontrados não são comerciais, portanto, adotaram-se os seguintes valores de capacitância:

$$C_1 = 3 \times 10 \mu F / 250V \quad (3.47)$$

$$C_2 = C_3 = 100 \mu F / 200V \quad (3.48)$$

Na Tabela 3.14 e Tabela 3.15 são visualizadas as principais características dos capacitores de saída:

Tabela 3.14 – Dados do capacitor C_1

| Parâmetro | Valor |
|---------------------------------|---------------------|
| Tipo | Filme Polipropileno |
| Fabricante | Epcos |
| Código | N110676615 79D |
| Capacitância | 10 μF |
| Tensão máxima | 250V |
| Resistência típica (R_{se}) | 50m Ω |

Fonte: Capacitors Epcos

Tabela 3.15 – Dados do capacitor C_2 e C_3

| Parâmetro | Valor |
|---------------------------------|--------------|
| Tipo | Eletrolítico |
| Fabricante | Epcos |
| Código | B43851 |
| Capacitância | 100 μF |
| Tensão máxima | 200V |
| Resistência típica (R_{se}) | 0,5 Ω |

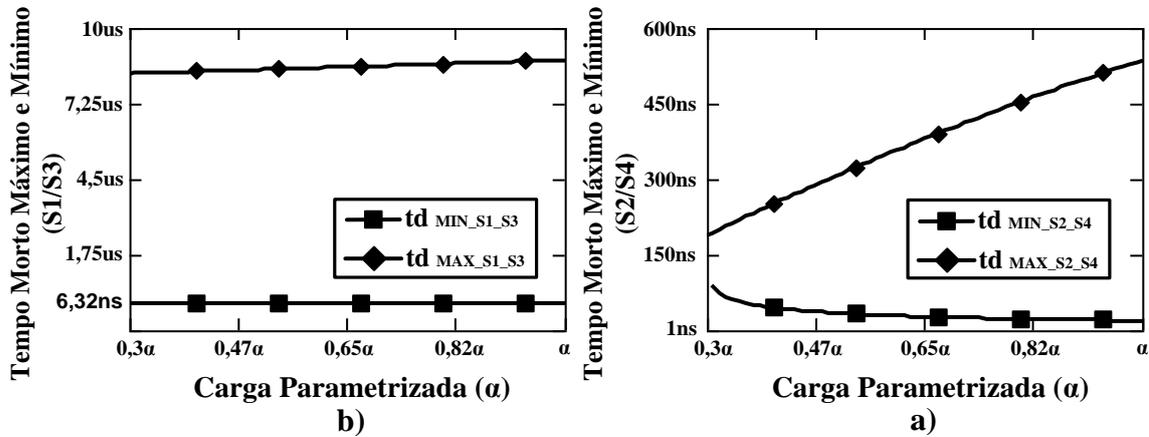
Fonte: Capacitors Epcos

3.8 Especificação do Driver de Acionamento das Chaves de Potência

Na seção 2.5 foi apresentado o estudo das condições de comutação suave. O Gráfico 3.1a e Gráfico 3.1b representam, respectivamente, o tempo morto máximo e mínimo para as chaves S_1 , S_3 e S_2 , S_4 em função da corrente parametrizada (α), para razão cíclica ($D=0,6$) como parâmetro.

Gráfico 3.1 – a) Tempo morto máximo e mínimo para as chaves inferiores, com $D=0,6$

b) Tempo morto máximo e mínimo para as chaves superiores, com $D=0,6$



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com base nestes parâmetros, foi adotado o *driver* IR21844 da *Internacional Rectifier*, cujas principais características são listadas na Tabela 3.16:

Tabela 3.16 – Dados do driver de acionamento das chaves de potência

| Parâmetro | Valor |
|-----------------------------------|--------------------------------|
| Tipo | <i>Half-Bridge Driver</i> |
| Fabricante | <i>International Rectifier</i> |
| Código | IR21844 |
| Tempo morto (<i>dead time</i>) | 400ns |
| Tempo de subida (t_r) | 40ns |
| Tempo de descida (t_f) | 20ns |
| Temperatura de operação (T_A) | -40 a 125 °C |

Fonte: *International Rectifier* (2002).

3.9 Análise de Perdas no Conversor

A seguir, é realizada a modelagem das perdas nos principais componentes do conversor.

3.9.1 Perdas no indutor de entrada (L_{in})

Para o cálculo das perdas no indutor de entrada, são considerados os parâmetros apresentados na Tabela 3.17:

Tabela 3.17 – Valores de referência para cálculo das perdas no indutor de entrada

| Parâmetro | Valor |
|--|--------------------|
| Coefficiente de perdas por histerese (K_H) | $4 \cdot 10^{-5}$ |
| Coefficiente de perdas por correntes parasitas (K_E) | $4 \cdot 10^{-10}$ |

Fonte: Elaborada pelo autor.

Convém ressaltar que alguns parâmetros específicos do indutor de entrada, listados na Tabela 3.5, são utilizados no cálculo das perdas:

a) *Perdas no Núcleo*

$$P_{N_LIN} = (2 \cdot \Delta B)^{2,4} \cdot [K_H \cdot f_s + K_E \cdot (f_s)^2] = 0,167 \text{ W / cm}^3 \quad (3.49)$$

b) *Volume Efetivo*

$$V_{LIN_EFETIVO} = 5,7 \cdot A_e A_w^{0,68} = 25,107 \text{ cm}^3 \quad (3.50)$$

c) *Perda Total no Núcleo*

$$P_{T_NUCLEO_LIN} = V_{LIN_EFETIVO} \cdot P_{N_LIN} = 4,193 \text{ W} \quad (3.51)$$

d) *Resistência Térmica*

$$R_{T_Lin} = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 10,265 \text{ }^\circ\text{C / W} \quad (3.52)$$

e) *Perdas no Cobre*

$$P_{COBRE_LIN} = I_{IN}^2 \cdot \frac{R_{T_Lin} \cdot L_{N_LIN} \cdot N_{LIN}}{N_{LIN_PARALELO}} = 4,98 \text{ W} \quad (3.53)$$

f) *Elevação de Temperatura*

$$P_{TOTAL_LIN} = P_{COBRE_LIN} + P_{T_NUCLEO_LIN} = 9,173 \text{ W} \quad (3.54)$$

$$\Delta T = P_{TOTAL_LIN} \cdot R_{T_Lin} = 52,834 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.55)$$

3.9.2 Perdas no transformador (Tr)

Para o cálculo das perdas no transformador são consideradas as mesmas variáveis utilizadas no indutor de entrada (Tabela 3.17). Também são utilizados os parâmetros do transformador, os quais foram calculados e apresentados na Tabela 3.8.

a) Perdas no Núcleo

$$P_{N_TRANSF} = (2 \cdot B)^{2,4} \cdot [K_H \cdot f_s + K_E \cdot (f_s)^2] = 0,167 \text{ W / cm}^3 \quad (3.56)$$

b) Volume Efetivo

$$V_{EF} = 5,7 \cdot A_e A_w^{0,68} = 11,596 \text{ cm}^3 \quad (3.57)$$

c) Perda Total no Núcleo

$$P_{N_TOTAL_TRANSF} = V_{EF} \cdot P_{N_TRANSF} = 1,934 \text{ W} \quad (3.58)$$

d) Resistência Térmica

$$R_T = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 15,628 \text{ }^\circ\text{C / W} \quad (3.59)$$

e) Perdas no Cobre

$$P_{COBRE_PRI} = I_{PRI_EF}^2 \cdot \frac{R_{22} \cdot L_T_TRANSF \cdot N_{PRI}}{N_{PRI_PARALELO}} = 0,891 \text{ W} \quad (3.60)$$

$$P_{COBRE_SEC} = \left[\frac{I_{SEC_EF}}{n} \right]^2 \cdot \frac{R_{22} \cdot L_T_TRANSF \cdot N_{SEC}}{N_{SEC_PARALELO}} = 0,754 \text{ W} \quad (3.61)$$

$$P_{COBRE_TOTAL} = P_{COBRE_PRI} + P_{COBRE_SEC} = 1,645 \text{ W} \quad (3.62)$$

f) Elevação de Temperatura

$$P_{TRANSF_TOTAL} = P_{COBRE_TOTAL} + P_{N_TOTAL_TRANSF} = 3,579 \text{ W} \quad (3.63)$$

$$\Delta T = P_{TRANSF_TOTAL} \cdot R_T = 55,931 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.64)$$

3.9.3 Perdas no indutor de comutação (Lp)

Para o cálculo das perdas no indutor de comutação, são consideradas as mesmas variáveis utilizadas no indutor de entrada (Tabela 3.17). Também são utilizados os parâmetros calculados e apresentados na Tabela 3.11.

a) *Perdas no Núcleo*

$$P_{N_{LP}} = (2 \cdot B)^{2,4} \cdot [K_H \cdot f_s + K_E \cdot (f_s)^2] = 0,167 \text{ W / cm}^3 \quad (3.65)$$

b) *Volume Efetivo*

$$V_{EF_{LP}} = 5,7 \cdot A_e A_w^{0,68} = 5,777 \text{ cm}^3 \quad (3.66)$$

c) *Perda Total no Núcleo*

$$P_{N_{TOTAL_{LP}}} = V_{EF_{LP}} \cdot P_{N_{LP}} = 0,964 \text{ W} \quad (3.67)$$

d) *Resistência Térmica*

$$R_{T_{LP}} = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 22,832 \text{ }^\circ\text{C / W} \quad (3.68)$$

e) *Perdas no Cobre*

$$P_{COBRE_{LP}} = I_{SEC_{EF}}^2 \cdot \frac{R_{22} \cdot L_{N_{LP}} \cdot N_{LP}}{N_{LP_PARALELO}} = 0,296 \text{ W} \quad (3.69)$$

f) *Elevação de Temperatura*

$$P_{TOTAL_{LP}} = P_{COBRE_{LP}} + P_{N_{TOTAL_{LP}}} = 1,259 \text{ W} \quad (3.70)$$

$$\Delta T_{L_p} = P_{N_{TOTAL_{LP}}} \cdot R_{T_{LP}} = 28,75 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.71)$$

3.9.4 *Perdas nos diodos (D₁, D₂)*

As perdas em condução nos diodos são determinadas pela expressão:

$$P_{D1,D2} = V_f I_{ef} \quad (3.72)$$

Considerando os valores da Tabela 3.12 e os valores obtidos em (3.33), encontram-se as perdas nos diodos:

$$P_{D1,D2} = 0,9 \cdot 4 = 3,6 \text{ W} \quad (3.73)$$

3.9.5 Perdas nas chaves de potência (S_1, S_2, S_3, S_4)

Para o cálculo das perdas nas chaves foram utilizados os parâmetros fornecidos pelo *datasheet* do componente IRFP4710, apresentados na Tabela 3.13.

a) Perdas nas chaves superiores (S_1 - S_3)

$$P_{COND_{S1-S3}} = (I_{S1_{EF}}^2) \cdot 2 \cdot R_{DS_{ON}} = 0,305 \text{ W} \quad (3.74)$$

b) Perdas nas chaves inferiores (S_2 - S_4)

$$P_{COND_{S2-S4}} = (I_{S2_{EF}}^2) \cdot 2 \cdot R_{DS_{ON}} = 4,168 \text{ W} \quad (3.75)$$

3.9.6 Perdas no capacitor de saída (C_1, C_2, C_3)

As perdas por condução nos capacitores que compõe o barramento de saída são dadas por:

$$P_{C1} = R_{se} \cdot I_{ef_{C1}}^2 \quad (3.76)$$

$$P_{C2} = P_{C3} = R_{se} \cdot I_{ef_{C2}}^2 \quad (3.77)$$

O valor da resistência série intrínseca de cada capacitor foram apresentadas na Tabela 3.14 e Tabela 3.15 respectivamente para os capacitores $C_1, C_{2,3}$. A corrente eficaz em cada capacitor foram obtidas em (3.42) e (3.43). Substituindo estes valores na expressões (3.76) e (3.77), obtém-se:

$$P_{C1} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 3,5^2 = 450mW \quad (3.78)$$

$$P_{C2} = P_{C3} = 0,5 \cdot 3,2^2 = 5,12W \quad (3.79)$$

3.9.7 Perdas totais no conversor

A perda total do conversor é dada pela soma das perdas em todos os componentes:

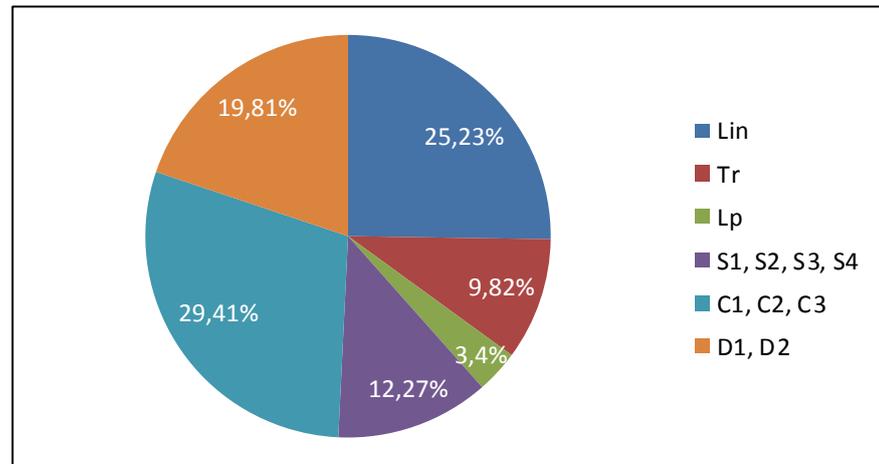
$$P_{CONV} = P_{Lin} + P_{Tr} + P_{Lp} + P_{S1,3} + P_{S2,4} + P_{C1} + P_{C2} + P_{C3} + P_{D1} + P_{D2} \quad (3.80)$$

Substituindo os valores das perdas de cada componente em (3.80), obtém-se:

$$P_{CONV} = 9,17 + 3,57 + 1,25 + 0,30 + 4,16 + 0,45 + 5,12 + 5,12 + 3,6 + 3,6 = 36,34 \quad (3.81)$$

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, de cada componente do conversor é apresentada no Gráfico 3.2:

Gráfico 3.2 – Perdas nos componentes do conversor



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando o gráfico observa-se que as perdas nos capacitores de saída (C_1 , C_2 e C_3), seguido pelo indutor de entrada (L_{in}), são os componentes de maior contribuição na redução do rendimento do conversor. Ressalte-se que nos capacitores de saída, os eletrolíticos (C_2 e C_3) são os principais responsáveis pelas elevadas perdas nesses componentes, devido à alta resistência intrínseca (R_{se}). Com relação ao indutor de entrada, a confecção deste componente com materiais de melhor qualidade impactaria significativamente na melhoria do rendimento do conversor.

3.9.8 Rendimento teórico

O rendimento teórico do conversor na potência nominal (500W) pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{CONV}} \quad (3.82)$$

Substituindo (3.81) em (3.82):

$$\eta = \frac{500}{500 + 36,34} = 93,22\% \quad (3.83)$$

Convém ressaltar que este rendimento teórico foi calculado considerando os piores parâmetros dos componentes, mais ainda, refere-se ao pior caso de funcionamento do conversor, ou seja, considerando o fluxo de energia da bateria para a carga, pois nesta

condição o conversor opera com baixa tensão e elevadas correntes, conseqüentemente implicando maiores perdas. Desta forma, espera-se que para os demais modos de operação, ou seja, no fluxo de energia do painel para a carga ou do painel para a bateria, o conversor opere com rendimentos superiores.

3.10 Considerações Finais

Foram quantificados os principais esforços dos componentes do circuito de potência, e com base nos valores obtidos adotaram-se os componentes que melhor se adequaram às características do conversor. A construção do indutor de entrada e de comutação, bem como o transformador, seguiu a mesma metodologia de projeto, enquanto as chaves, os diodos, os capacitores e o *driver* de potência foram adquiridos de fabricantes de componentes. O *driver* escolhido, IR21844, fornece um tempo morto de 400ns, o qual se encontra dentro dos limites para que haja comutação suave, conforme pode ser visto no Gráfico 3.1. Considerando as indutâncias e capacitâncias parasitas inerentes ao *layout* do circuito, ainda assim, espera-se que todas as chaves de potência, no modo bateria - carga, operem com comutação suave. Ao final, foram quantificadas as perdas em alguns elementos do circuito. Os capacitores de saída e o indutor de entrada foram os componentes com maior contribuição na diminuição do rendimento do conversor, 29,41% e 25,23% respectivamente. A utilização de capacitores eletrolíticos com baixa resistência intrínseca como também a confecção do indutor de entrada com materiais de boa qualidade, impactaria significativamente na melhoria da eficiência do conversor, o qual foi montado em laboratório e seus resultados simulados e experimentais são apresentados no próximo capítulo.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos no conversor operando na condição de potência nominal, de forma a validar todo o embasamento teórico exposto.

A simulação computacional do conversor foi implementada no *software* de simulação *PowerSim* (PSIM). Convém ressaltar que na simulação os semicondutores são ideais, os componentes indutivos são lineares e ideais, a frequência de chaveamento é constante e o conversor opera em regime permanente. O esquemático do circuito de simulação é apresentado no APÊNDICE A.

O protótipo experimental foi montado em laboratório, usando placas modulares, sejam elas: circuito de controle, *drivers* e circuito de potência. A foto do conversor, bem como os esquemáticos das placas, pode ser visualizada no APÊNDICE B, C, D e E.

Na Tabela 4.1 são listadas as especificações do projeto do conversor para simulação e protótipo:

Tabela 4.1 – Especificações do projeto

| Parâmetro | Valor |
|-------------------------------------|--------------|
| Frequência de chaveamento (f_s) | 50 kHz |
| Razão cíclica nominal (D) | 0,61 |
| Tensão de entrada (V_{BAT}) | 24V |
| Tensão de saída (V_o) | 200 V |
| Potência de saída (P_o) | 500 W |
| Indutância de entrada (L_m) | 100 μ H |
| Indutância de comutação (L_p) | 14 μ H |
| Capacitor (C_1) | 3x10 μ F |
| Capacitor (C_2, C_3) | 100 μ F |
| Relação de transformação (n) | 1:1,2 |
| Faixa de comutação suave | 60–100 % |

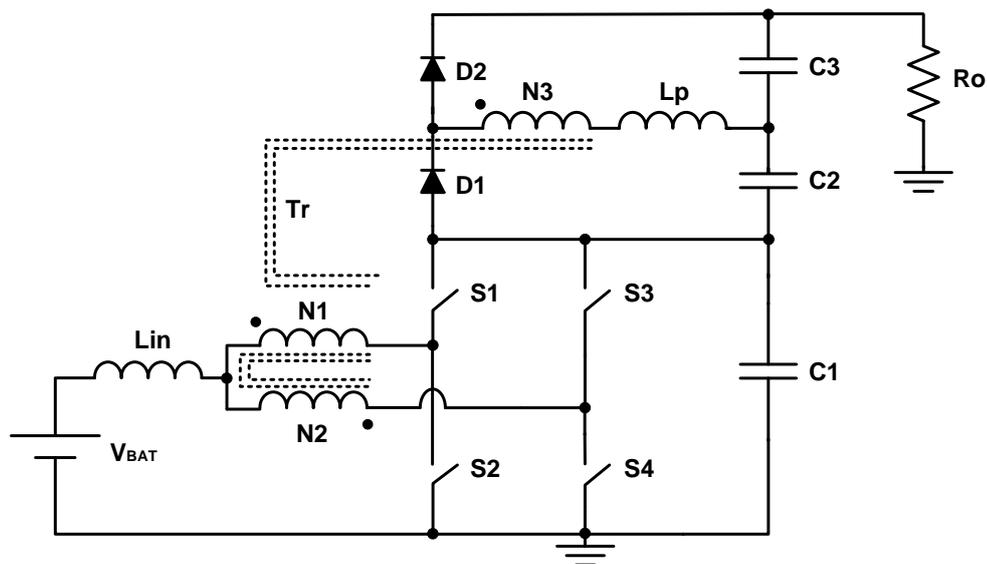
Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor foi submetido a três condições: o fluxo de energia da bateria (V_{BAT}) para a carga (R_O), do painel fotovoltaico (P_V) para a carga (R_O) e do painel (P_V) para o banco de baterias (V_{BAT}). A seguir, são apresentadas as formas de onda de cada condição e na sequência é feito um estudo comparativo do rendimento entre as três condições citadas com a topologia proposta por Praça (2011).

4.2 Fluxo de Energia da Bateria para a Carga

Nesta seção são apresentadas as formas de onda para o fluxo de energia do banco de baterias (V_{BAT}) para a carga (R_O). Para obter os resultados simulado e experimental, foi desconsiderado o painel fotovoltaico, resultando na configuração do circuito apresentado na Figura 4.1:

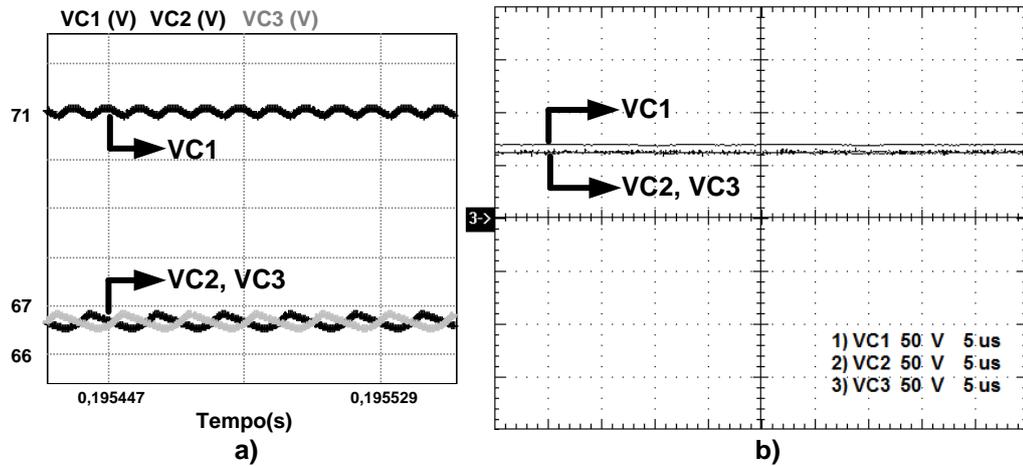
Figura 4.1 – Circuito do conversor, fluxo de energia da bateria para a carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.2 apresenta as formas de onda da tensão de saída nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 simulada e experimental respectivamente. A tensão no capacitor C_1 (V_{C1}), em destaque, e no capacitor C_2 (V_{C2}) e C_3 (V_{C3}), por serem iguais, estão sobrepostas. A tensão de saída (V_O) é a soma da tensão de cada capacitor em qualquer instante de tempo:

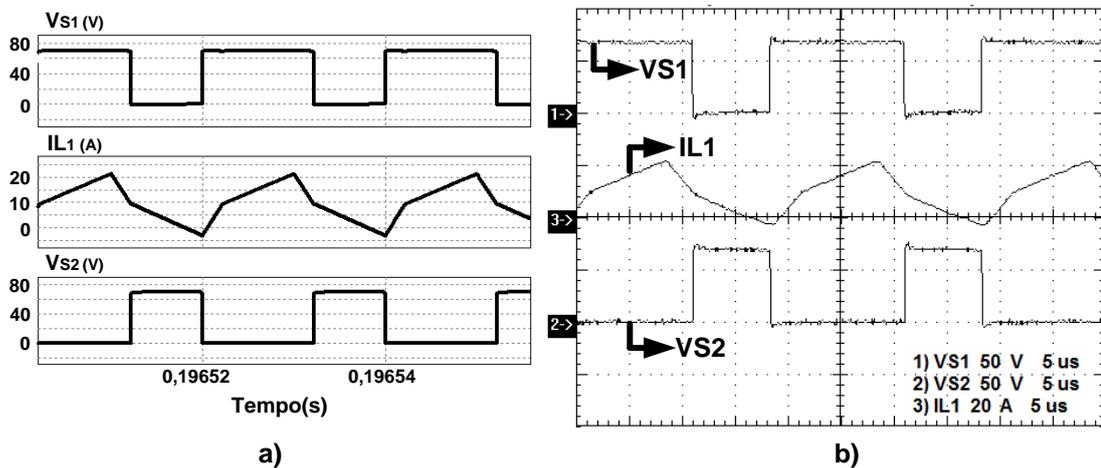
Figura 4.2 – Tensão nos capacitores. a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.3 ilustra o resultado simulado e experimental das tensões nas chaves S_1 (V_{S1}), S_2 (V_{S2}) e a corrente no seu respectivo braço (I_{L1}). As tensões em S_1 e S_2 são complementares, e as chaves S_3 e S_4 apresentam a mesma forma de onda, embora defasadas em 180° em relação às primeiras:

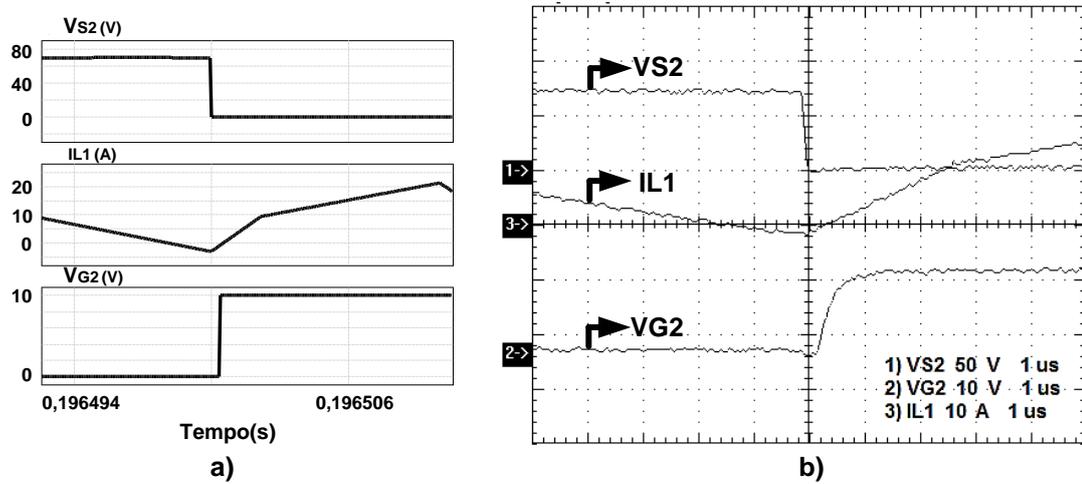
Figura 4.3 – Tensão nas chaves S_1 , S_2 e corrente no braço I_{L1} . a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.4 observa-se o detalhe da comutação na chave S_2 (V_{S2}), no instante do acionamento da chave (V_{G2}) a corrente está negativa (I_{L1}) fazendo com que o diodo intrínseco conduza garantido o fechamento em ZVS. As formas de ondas na chave S_4 também apresentam o mesmo comportamento:

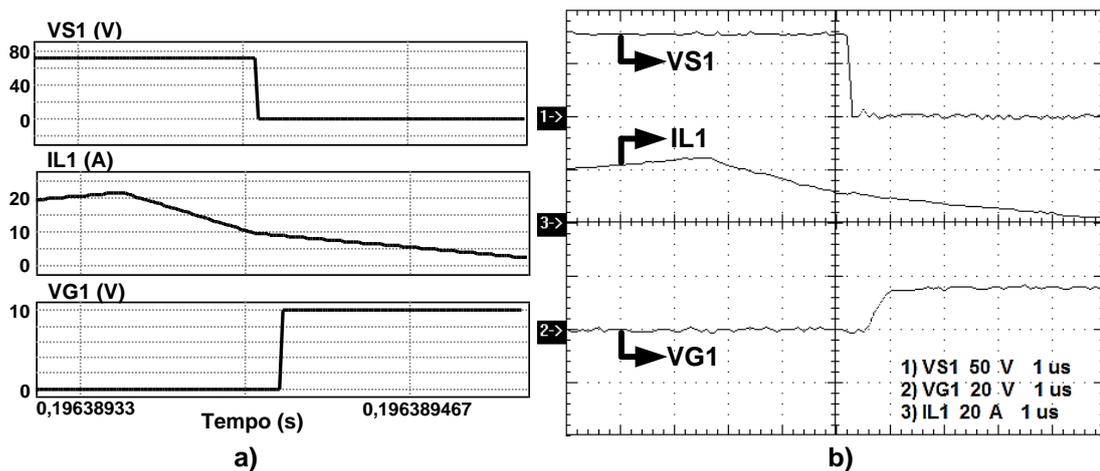
Figura 4.4 – Detalha da comutação na chave S_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.5 observa-se o detalhe da comutação em S_1 . No instante em que S_2 é bloqueada, existe um intervalo de tempo para acionamento da chave S_1 (tempo morto), evitando o “curto de braço”. Durante esse período a tensão na chave S_1 (V_{S1}) chega à zero, o diodo intrínseco conduz, na sequência, a tensão de gatilho (V_{G1}) aciona a referida chave em ZVS:

Figura 4.5 – Detalhe da comutação na chave S_1 . a) Resultado simulado. b) Experimental

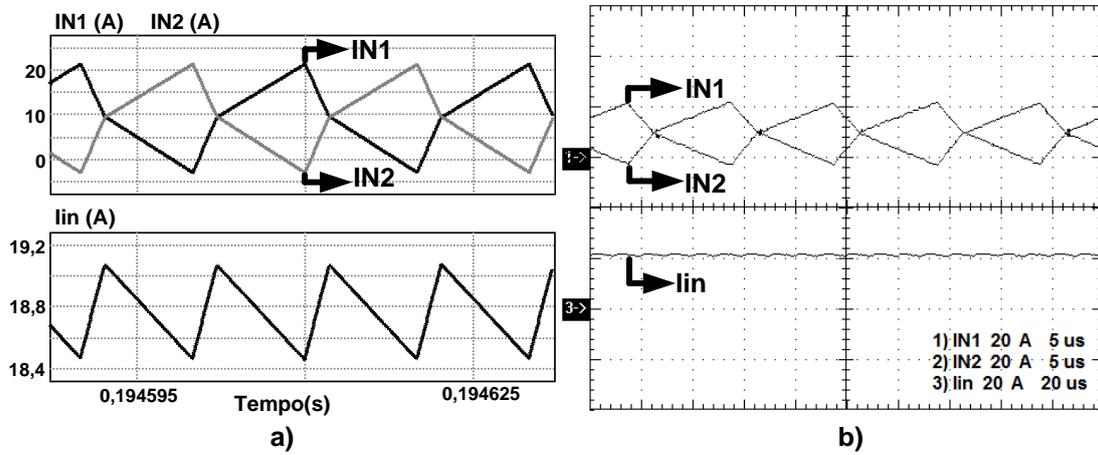


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.6 ilustra o comportamento da corrente de entrada (I_{in}), com uma ondulação menor que 5%, e da célula de comutação (I_{N1} , I_{N2}). Pode-se observar que os esforços de corrente são divididos entre os enrolamentos primários do transformador (T_r), assim, as perdas por condução também são reduzidas entre as chaves do conversor.

Figura 4.6 – Corrente de entrada e nos enrolamentos primários do transformador.

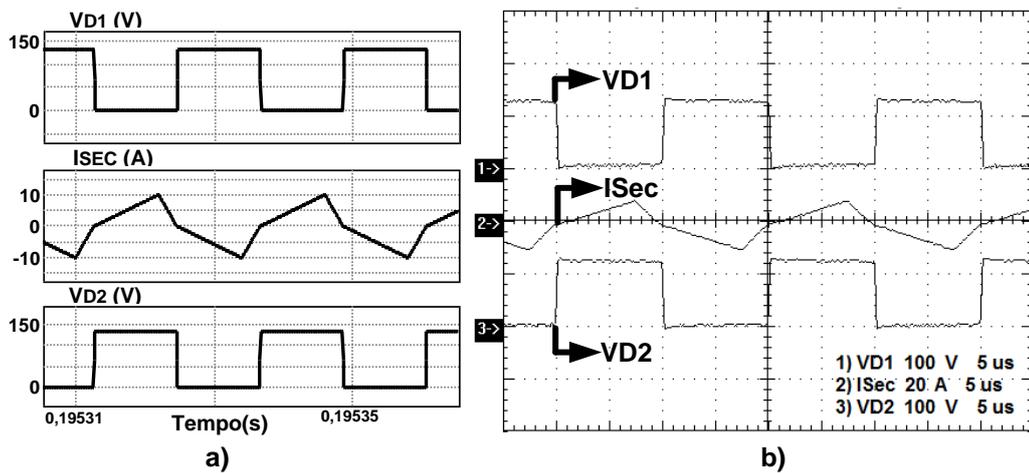
a) Resultado Simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.7 visualizam-se as formas de onda experimentais e de simulação da tensão no diodo D_1 (V_{D1}), D_2 (V_{D2}) e a corrente no secundário (I_{SEC}). Nota-se que os diodos são complementares e a corrente no secundário inverte o sentido a cada condução do diodo, carregando o capacitor C_2 e C_3 em intervalos alternados:

Figura 4.7 – Tensão nos diodos D_1 e D_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental

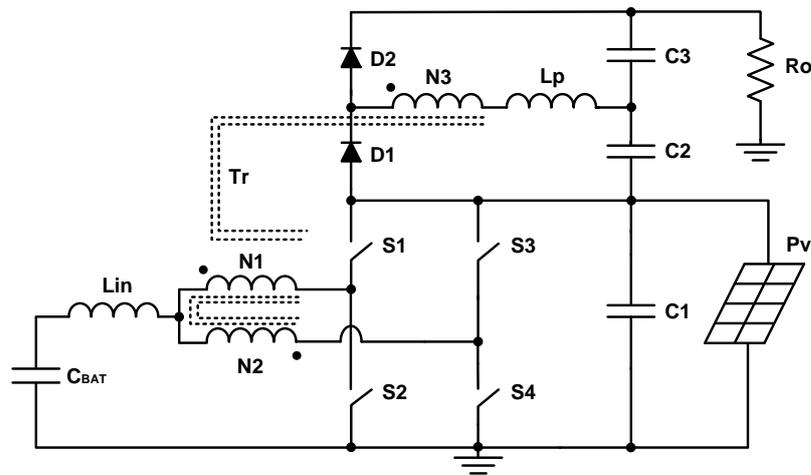


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Fluxo de Energia do Painel para a Carga

A seguir, são apresentadas as formas de onda do fluxo de energia do painel fotovoltaico (P_V) para a carga (R_O). Para obtenção dos resultados simulado e experimental, o banco de baterias foi substituído por um capacitor (C_{BAT}) e o painel por uma fonte de tensão, resultando na configuração do circuito ilustrado na Figura 4.8:

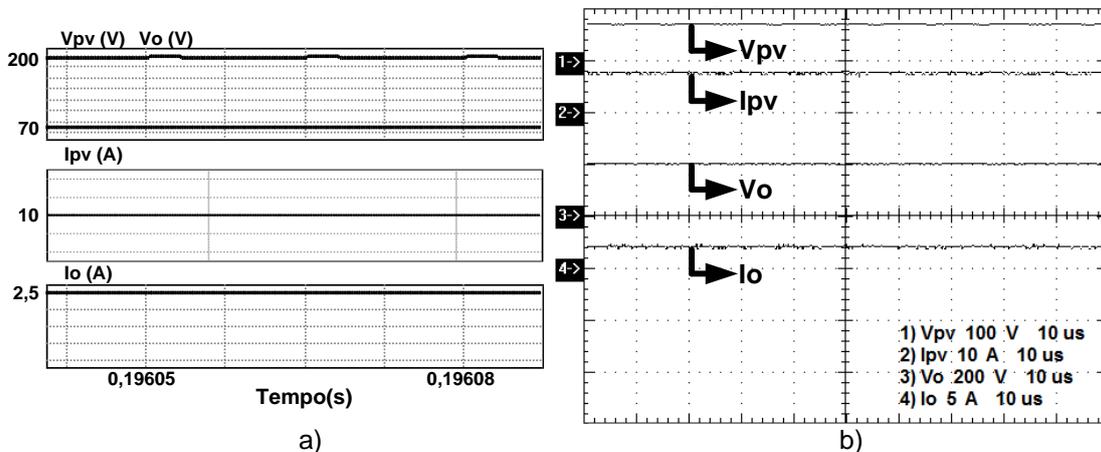
Figura 4.8 – Fluxo de energia do painel para a carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

As formas de ondas simuladas e experimentais para a tensão, corrente de entrada e saída, são apresentadas na Figura 4.9. A tensão de entrada é representada pela tensão V_{PV} e corrente de entrada I_{PV} , a tensão e a corrente de saída são simbolizadas por V_O e I_O :

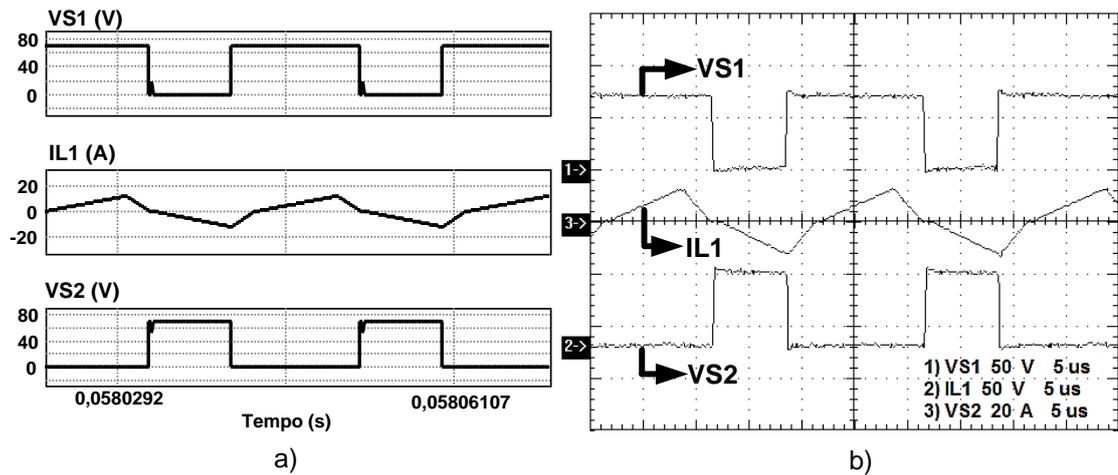
Figura 4.9 – Tensão e corrente de entrada e saída. a) Resultado simulado b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.10 visualiza-se a tensão nas chaves S_1 (V_{S1}), S_2 (V_{S2}) e a corrente no seu respectivo braço (I_{L1}). As tensões em S_1 e S_2 são complementares, as chaves S_3 e S_4 apresentam a mesma forma de onda, embora defasadas em 180° :

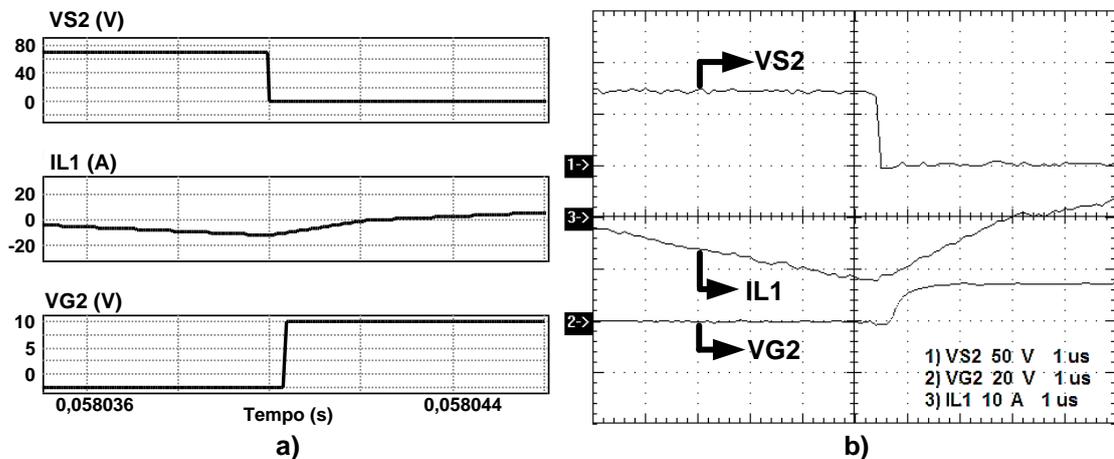
Figura 4.10 – Tensão nas chaves S_1 , S_2 e corrente no braço I_{L1} . a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.11 mostra o detalhe da comutação na chave S_2 (V_{S2}). Observa-se que no instante do acionamento da chave (V_{G2}) a corrente está negativa (I_{L1}), fazendo com que o diodo intrínseco conduza proporcionando o fechamento em ZVS. Em comparação à condição anterior (Figura 4.4), fica perceptível que nesta condição existe um tempo bem maior em que a corrente permanece negativa, garantindo uma segurança maior ao fechamento da chave em ZVS:

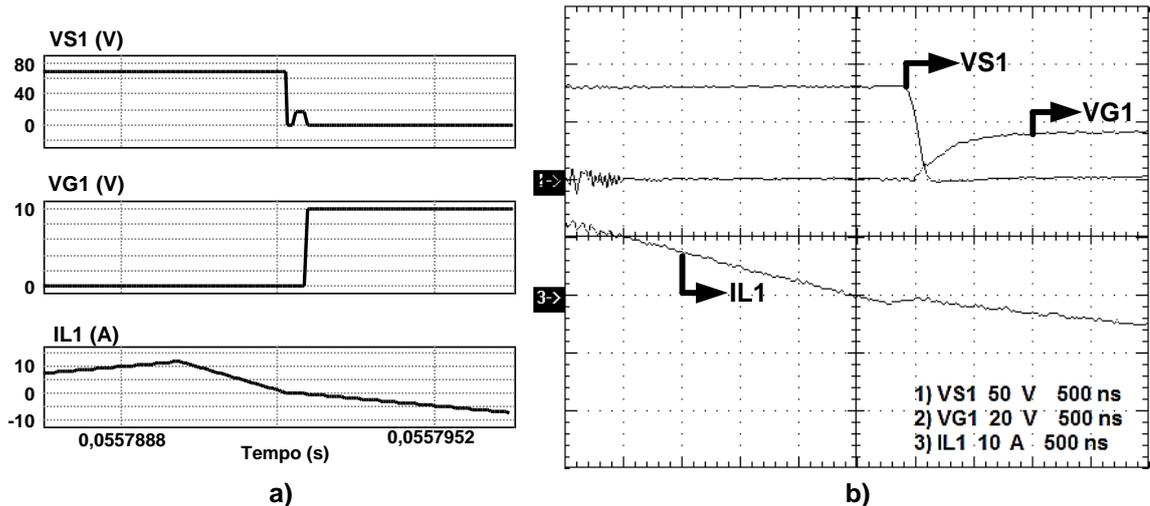
Figura 4.11 – Detalhe da comutação na chave S_2 .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.12 apresenta o detalhe da comutação na chave S_1 . Observa-se que no instante do acionamento (V_{G1}), a chave encontra-se com a tensão dreno-source (V_{S1}) próximo à zero, ou seja, no limiar para que ocorra a comutação suave em modo ZVS. A condição de comutação suave seria mais evidente com o aumento do indutor de comutação (L_P) ou com a diminuição do tempo morto:

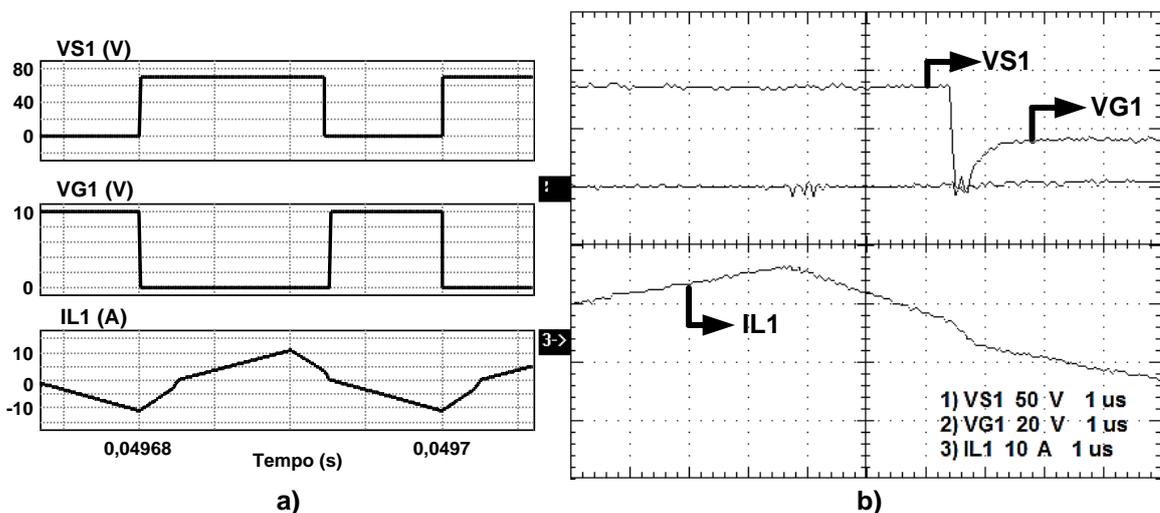
Figura 4.12 – Detalhe da comutação na chave S_1 . a) Resultado simulado. b) Experimental.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No intuito de verificar a comutação suave na chave S_1 , nesta condição de fluxo de energia, a indutância de comutação foi alterada momentaneamente para um valor superior àquela inicialmente projetada, neste caso, 20 μ H. Refeito o experimento, verifica-se a comutação em modo ZVS, ilustrada na Figura 4.13:

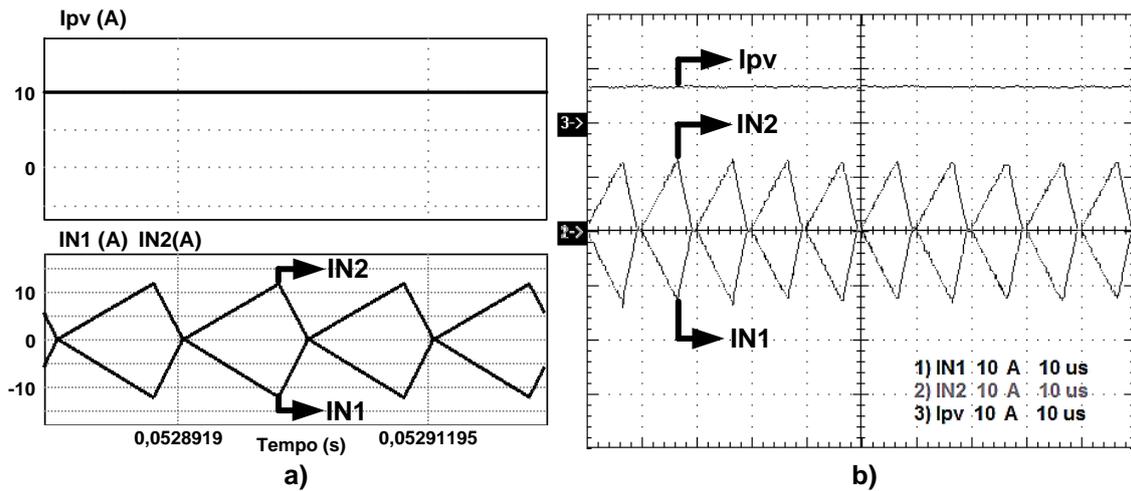
Figura 4.13 – Detalhe da comutação na chave S_1 ($L_p = 20\mu\text{H}$). a) Resultado simulado. b) Experimental.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.14 observa-se o comportamento da corrente de entrada (I_{pv}) e da corrente no enrolamento primário (I_{N1} e I_{N2}) do transformador (T_r). A Figura 4.14a mostra a corrente de entrada simulada, e na Figura 4.14b a corrente de entrada experimental, além disso, observa-se o ótimo balanceamento entre as correntes no enrolamento:

Figura 4.14 – Corrente de entrada e no enrolamento primário. a) Resultado simulado. b) Experimental.

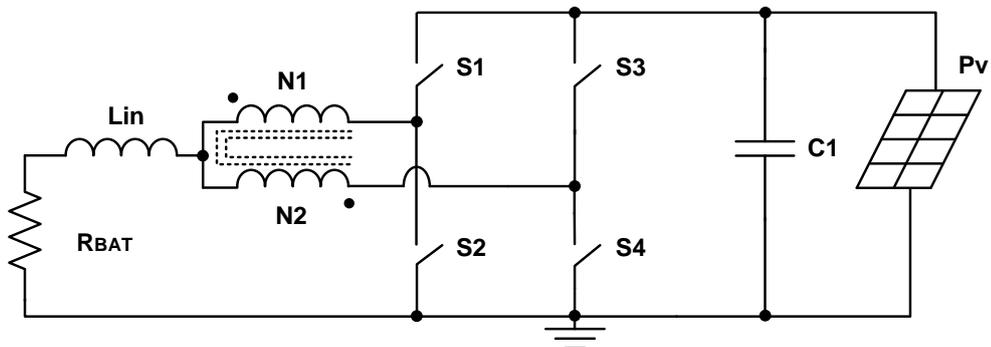


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.4 Fluxo de Energia do Painel para a Bateria

Por fim, são apresentadas as formas de onda para o fluxo de energia do painel fotovoltaico (P_V) para o banco de baterias (V_{BAT}). Para obtenção dos resultados simulado e experimental, a carga (R_O) foi desconectada do sistema e a bateria foi substituída por uma resistência (R_{BAT}) de baixo valor (1Ω), resultando no circuito apresentado na Figura 4.15:

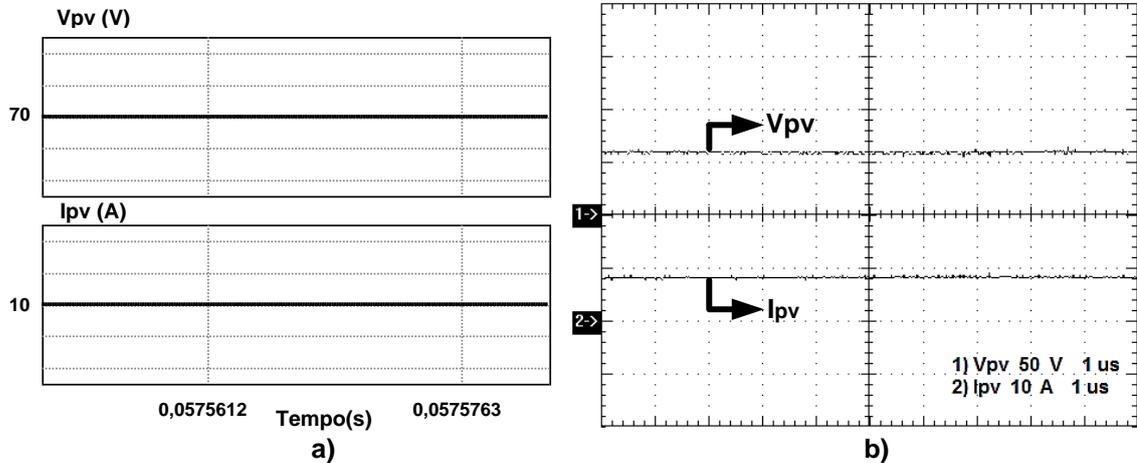
Figura 4.15 – Fluxo de energia do painel para a bateria



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.16 mostra a tensão (V_{PV}) e corrente (I_{PV}) do painel para esta condição:

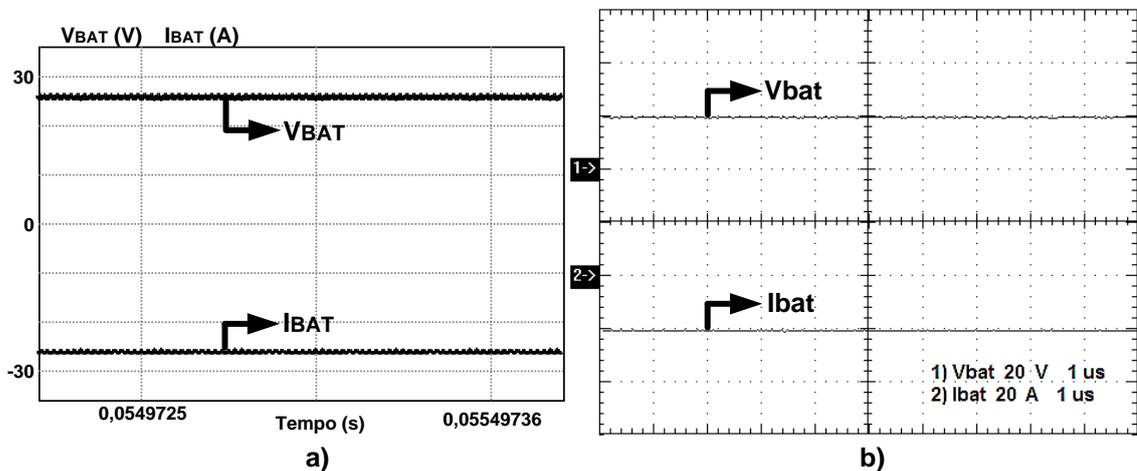
Figura 4.16 – Tensão e corrente de entrada. a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.17 está inserida a tensão e a corrente no resistor (R_{BAT}) simulado e experimental, respectivamente. Observa-se que a corrente está negativa, indicando o carregamento do banco de baterias:

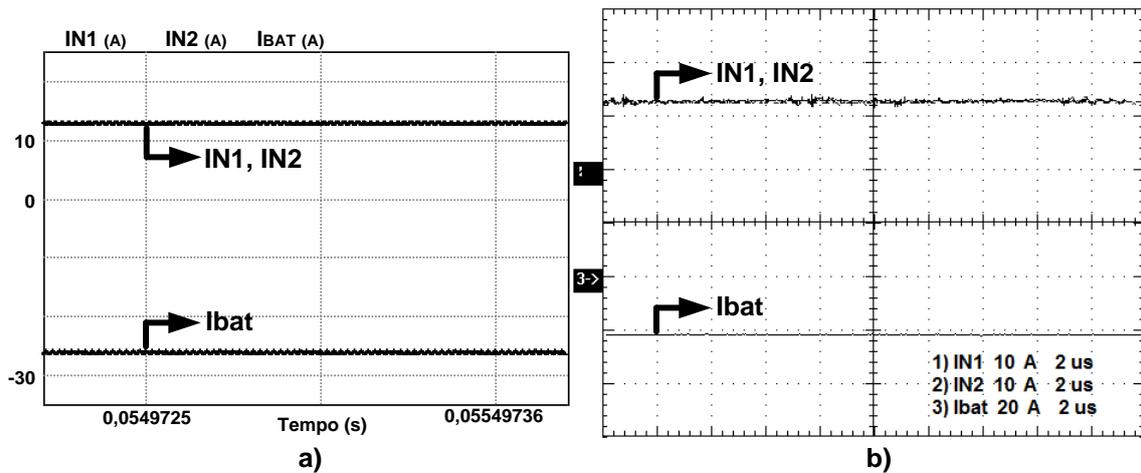
Figura 4.17 – Tensão e corrente no resistor. a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.18 apresenta o comportamento da corrente no enrolamento do transformador (I_{N1} , I_{N2}), e da corrente de carga da bateria (I_{BAT}). As formas de ondas das correntes no enrolamento primário do transformador, por serem iguais, estão sobrepostas. A corrente de carga da bateria é a soma da corrente em cada enrolamento:

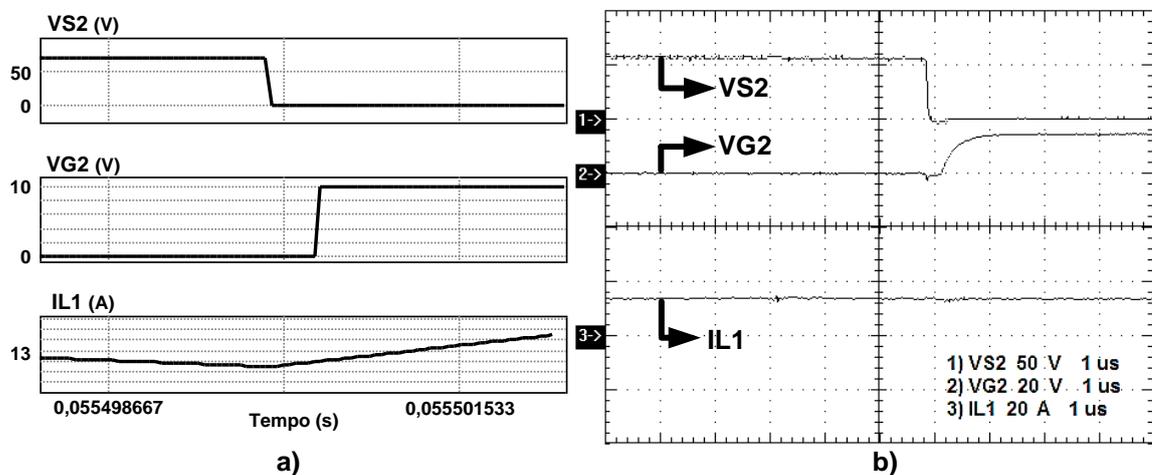
Figura 4.18 – Corrente no enrolamento primário e na bateria. a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

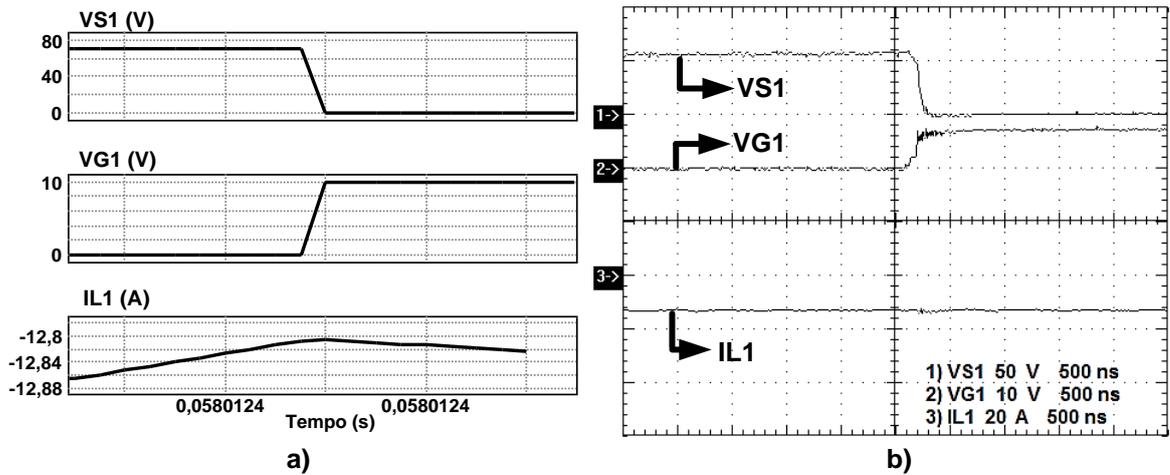
A Figura 4.19 apresenta o detalhe da comutação na chave S_2 (V_{S2}). Observa-se que no instante do acionamento da chave (V_{G2}) a tensão na chave é nula, garantindo o fechamento em ZVS.

Figura 4.19 – Detalhe da comutação na chave S_2 . a) Resultado simulado. b) Experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.20 observa-se o detalhe da comutação na chave S_1 . Nesta condição de fluxo de energia, as chaves superiores não operam com comutação suave, em função da ausência de carga no secundário e da condição de carga da bateria, desta forma, o circuito apresenta características de um conversor *buck*, toda a energia fornecida pelo painel é direcionada para o banco de baterias.

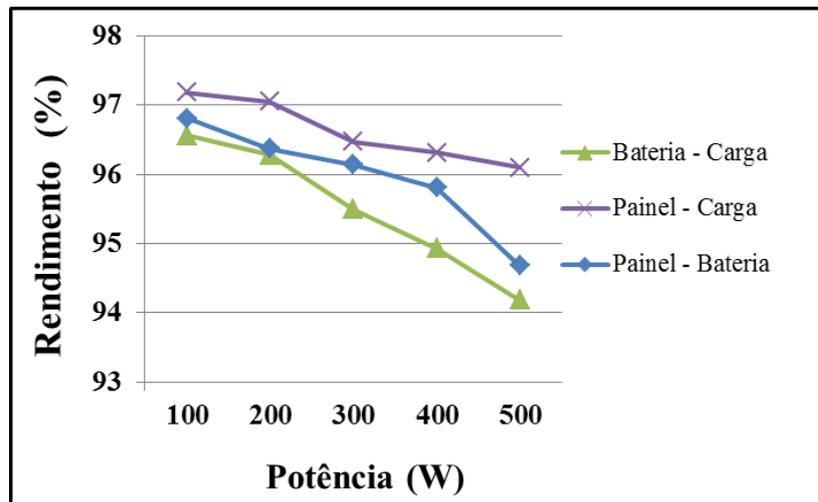
Figura 4.20 – Detalhe da comutação na chave S_1 

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.5 Rendimento dos Conversores

O Gráfico 4.1 apresenta a curva de rendimento para as três condições às quais o conversor foi submetido, sejam elas: fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para a bateria:

Gráfico 4.1 – Curva de rendimento do conversor.



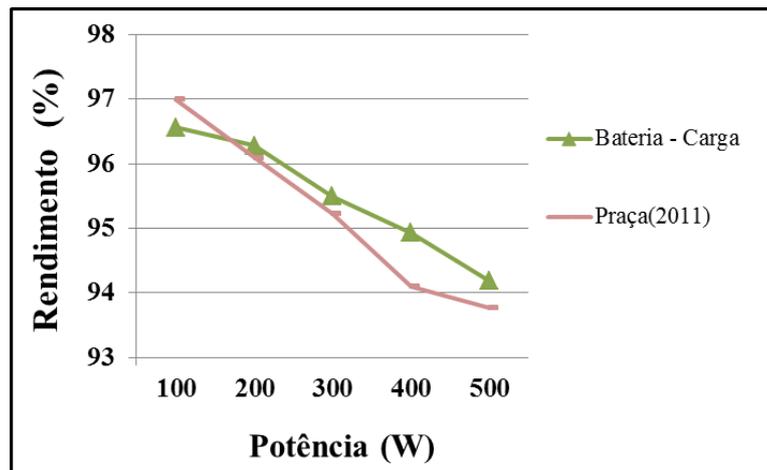
Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando o gráfico, constata-se que o fluxo de energia do painel para a carga obteve o melhor rendimento, 96,09% para a potência nominal, pois nesta condição o conversor trabalha com elevada tensão de entrada e baixa corrente. As demais condições obtiveram um rendimento de 94,18% e 94,67%, respectivamente, para o fluxo de energia da

bateria para a carga e do painel para a bateria. A condição do fluxo de energia da bateria para a carga obteve o menor rendimento, pois nesta condição o conversor trabalha com baixa tensão e altos valores de correntes, implicando maiores perdas.

No Gráfico 4.2 visualiza-se a comparação dos rendimentos da topologia proposta neste trabalho com o conversor estudado por Praça (2011), na condição de fluxo de energia da bateria para a carga:

Gráfico 4.2 – Comparativo dos rendimentos



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os conversores apresentam rendimentos bem próximos, contudo, na potência nominal, o conversor desenvolvido ainda obteve uma pequena melhoria. Na potência de 400W, é visível uma diferença de rendimento em torno de 1%.

Apesar dos rendimentos serem equiparadamente iguais, o conversor proposto neste trabalho apresenta melhor eficiência, uma vez que obtém este resultado fazendo uso de menor quantidade de componentes. A principal vantagem reside na diminuição do volume magnético, acarretando a redução de peso e dos custos. Na Tabela 4.2 e Tabela 4.3, são listados os componentes magnéticos utilizados na construção do conversor desenvolvido neste trabalho, e do desenvolvido por Praça (2011), respectivamente:

Tabela 4.2 - Componentes magnéticos utilizados no conversor proposto.

| Componente | Núcleo (NEE) | Volume do núcleo (cm ³) |
|-----------------------------------|--------------|-------------------------------------|
| Indutor de entrada (L_{in}) | 55/28/21 | 40,5 |
| Transformador (T_r) | 42/21/15 | 17,6 |
| Indutância de comutação (L_p) | 30/14 | 8 |

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4.3 – Componentes magnéticos utilizados por Praça (2011)

| Componente | Núcleo | Volume do núcleo (cm³) |
|---------------------------------|---------------|--|
| Indutor de entrada (L_{in}) | 55/28/21 | 40,5 |
| CCTE (T_1, T_2) | 42/21/15 | 17,6 |
| Transformador (T_{r1}) | 42/21/15 | 17,6 |
| Transformador (T_{r2}) | 42/21/15 | 17,6 |

Fonte: Praça (2011).

O total do volume do núcleo é de 66,1cm³ e 93,3cm³, respectivamente. Dessa forma, fica evidente a redução do elemento magnético com percentual de aproximadamente 30%, conseqüentemente, redução de fatores como custos, volume e peso do conversor além de proporcionar um controle mais simples.

4.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação computacional e experimentais obtidos de um protótipo montado em laboratório, seguindo as especificações de projeto para validar a análise teórica. Foram apresentadas as principais formas de ondas de cada condição às quais este conversor foi submetido. Os resultados experimentais comprovaram o fluxo bidirecional existente entre as fontes de entrada (bateria e painel fotovoltaico), além disso, as chaves operam com comutação suave em modo ZVS e o conversor possui somente um único estágio de processamento de energia. Ao final, foram apresentados os rendimentos do conversor, e também um comparativo de rendimento com outro conversor onde fica evidenciada a melhoria da eficiência, uma vez que o conversor obtém rendimentos similares, porém fazendo uso de menor quantidade de componentes, com redução de volume magnético de aproximadamente 30%.

CONCLUSÃO GERAL

O presente projeto, no qual se propõe a análise e desenvolvimento de um conversor *boost* de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados, tem integrado um banco de baterias e um conjunto de painéis fotovoltaicos, com capacidade para gerar um barramento CC de 200V em um único estágio de processamento. O alto ganho proporcionado por esta topologia bem como o excelente rendimento obtido, mostra-se como solução para situações onde a necessidade de elevar a tensão a valores entre 200V a 400V, quando se tem baixa tensão de entrada, geralmente 12V, 24V ou 48V, fornecida por baterias, painéis solares ou outras fontes de energias, para alimentação de cargas, ou um link CC, por exemplo.

Esta topologia faz uso da célula de comutação de três estados, permitindo que a corrente de entrada do conversor se divida pela metade através dos enrolamentos do transformador, reduzindo os esforços de tensão e corrente nas chaves, além do fato de a mesma operar com o dobro da frequência de chaveamento, fazendo com que o peso e volume do elemento magnético sejam reduzidos. A corrente de entrada apresenta baixa ondulação, além disso, todas as chaves operam com comutação suave no modo ZVS, a razão cíclica pode variar em toda a faixa ($0 < D < 1$), e o conversor possui somente um único estágio de processamento da energia, consequentemente proporciona o aumento do seu rendimento.

Foi desenvolvido um protótipo experimental com potência nominal de 500W de forma a validar todo o embasamento teórico e de simulação apresentados. O conversor foi submetido a três condições de funcionamento, quais sejam: fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para a bateria. Os resultados experimentais comprovaram o fluxo bidirecional existente entre as fontes de entrada (bateria e painel), ficando também evidenciado que todas as chaves operam com comutação suave (60%-100%) no modo ZVS. Ficou explícita a importância da célula de comutação de três estados, bem como o ótimo rendimento obtido em todos os modos de operação.

No comparativo dos conversores, constatou-se que a principal vantagem deste conversor consiste na melhoria da eficiência, uma vez que os mesmos rendimentos foram alcançados fazendo-se uso de menor quantidade de componentes, além de uma redução de 30% do volume de núcleo magnético. Ao final, concluiu-se que o uso de um conversor de estágio único com três portas, é uma excelente opção para o uso extensivo em sistemas fotovoltaicos comerciais.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Considerando a importância do presente trabalho dissertativo, seguem propostas para o desenvolvimento futuro de trabalhos e prosseguimento de pesquisas acerca deste assunto, dadas a seguir:

- Implementação do algoritmo de rastreamento de máxima potência (MPPT);
- Desenvolver o circuito de supervisão do conversor;
- Fechamento da malha de controle;
- Inserção de um estágio inversor para alimentação de outras cargas ou interligação à rede elétrica;
- Aplicações com *microgrids* ou *smartgrids*.

PUBLICAÇÕES

Como frutos deste trabalho, diversos artigos foram produzidos e apresentados (com exceção do último trabalho) nos seguintes eventos:

Congresso Brasileiro de Automática – CBA (2014)

Título: Conversor *Boost* de Alto Ganho Baseado na Versão Bidirecional da Célula de Comutação de Três Estados.

PCIM South America (2014)

Título: *A Single Stage High Voltage Gain Boost Converter Based on the Bidirectional Version of the Three-State Switching Cell.*

Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC (2015)

Título: *A Three-Port Single-Stage Boost Converter with High Voltage Gain Based on the Bidirectional Version of the Three-State Switching Cell.*

REFERÊNCIAS

- ALCAZAR, Yblin Janeth Acosta. **Estudo do Conversor *Boost* CC-CC de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados e nas Células Multiplicadoras de Tensão (MC)**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2010.
- ALCAZAR, Y. J. A.; BASCOPE, R. P. T.; CABERO, G. C.; MOURA, L. **High Voltage Gain *Boost* Converter Based on Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers**. In VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2008, Poços de Caldas-MG. INDUSCON 2008.
- ANDERSEN, Romero Leandro. **Conversores Push-Pull PWM CC-CC Trifásicos Alimentados em Corrente**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2010.
- BALESTERO, J. P. R.; TOFOLI, F. L.; BASCOPE, G. V. T.; SEIXAS, F. J. M. **A DC-DC Converter Based on the Tree-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications**. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 28, No. 1, pp. 398-407, 2013.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. 2 ed. Florianópolis: Ed. Do Autor, 2007.
- BARRETO, L. H. S.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA Jr, D. S.; BASCOPE, R. P. T. **Single-Stage Topologies Integrating Battery Charging, High Voltage Step-Up and Photovoltaic Energy Extraction Capabilities**. Electronics Letters (IET), vol. 47, pp. 49, 2011.
- BARROZO, Francisco Eudes Oliveira. **Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente para Aplicação em Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2010.
- BASCOPE, Grover Torrico. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2001.
- BASCOPE, G. V. T.; BASCOPE, R. P. T.; OLIVEIRA JR, D. S.; VASCONCELOS, S. A.; ANTUNES, F. L. M.; BRANCO, C. G. C. **A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell**. In Industrial Electronics, IEEE International Symposium, vol. 2, pp 998-1003, 2006.
- BASCOPE, R. P. T.; COSTA, L. F.; BASCOPE, G. V. T. **Generation of New Nonisolated High Voltage Gain DC-DC Converters**. In 3rd IEEE International Telecommunications Energy Conference. INTELEC 2011, pp. 1-8.
- CHEN, Y.; HUANG, A Q.; YU, X. **A High Step-Up Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone PV/Battery Power Systems**. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, vol. 28. pp. 5049-5062.

DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMÕES, M. G.. **Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems**. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 22, No. 2, pp. 480-487, 2007.

EPCOS, “*Aluminum Electrolytic Capacitors Datasheet B43851*”, www.epcos.com, 21 de julho de 2014.

HENN, Gustavo Alves de Lima. **Conversor Boost Bidirecional de alto ganho aplicado a um sistema fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2008.

HONG, C. M.; YANG, L. S.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. **Novel Bidirectional DC-DC Converter with High Step-Up/Down Voltage Gain**. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. pp.60-66.

INTERNATIONAL RECTIFIER. IRFP4710. Datasheet. 2001. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4710.pdf>>. Acesso em: 20 de jul. de 2014.

MARQUES, Derivan Dutra. **Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Autônomos de Geração de Energia Elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2012.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 2nd Ed., New York: Marcel Dekker, USA, 1988.

OLIVEIRA JR, D. S.; BASCOPE, R. P. T.; SILVA, C. E. A.: **Proposal of a New High Step-Up Converter for UPS Applications**. Industrial Electronics, IEEE International Symposium on, 2006. vol. 2, pp. 1288 – 1292.

OLIVEIRA, E. F.; HERTZ, G. A. T.; GINO, M. C.; BASCOPE, R. P. T. **Magnetically Coupled Bidirectional DC-DC Converter Based on the Three State Switching Cell**. In Power Electronics Conference. COBEP 2009, pp. 679-685.

ON SEMICONDUCTOR. MBR20200CT. Datasheet: Switchmode Power Rectifier – Dual Schottky Rectifier. Rev 2008. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MBR20200CT-D.PDF>. Acesso em: 20 de jul. de 2014.

PACHECO, Juliano de Oliveira. **Conversor CA-CC Cuk Baseado na Célula de Comutação de Três Estados com Correção de Fator de Potência Aplicado em Carregador de Banco de Baterias**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2013.

PERAÇA, M. T.; BATISTA, F. A. B.; MARCELINO, L. M. **Inversor de Cinco Níveis Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. In: 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. INDUSCON, 2010.

PRAÇA, Paulo Peixoto. **Conversores de Alto Ganho de Tensão e Estágio Único Aplicados à Sistemas de Energias Renováveis com Baterias**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2011.

QIAN, Z.; RAHMAN, O. A.; HU, H.; BATARSEH, I.; **An Integrated Three-Port Inverter for Stand-Alone PV Applications**. In Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Expo, Atlanta, USA, 2010.

QIAN, Z.; RAHMAN, O. A. **Modeling and Control of Three-Port DC/DC Converter Interface for Satellite Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010. vol. 25, No. 3, pp. 637-649.

SANTELO, Thiago Naufal. **Célula de Comutação de Três Estados Aplicada ao Pré-regulador Boost de Estágio Único e Elevado Fator de Potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira - SP, 2006.

SILVEIRA, G. C.; BEZERRA, L. D. S.; BASCOPE, R. P. T.; TOFOLI, F. L. **DC-DC Nonisolated Boost Converter With High Voltage Gain Adequate for Split-Capacitor Inverter Applications**. In Power Electronics Conference. COBEP 2013, pp 58 - 65.

THORNTON, “Catálogo de Núcleos de Ferrite” www.thornton.com.br, 21 de julho de 2014.

TAO, H.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M. **Multiport Converters for Hybrid Power Sources**. In Proc IEEE. PESC, USA, 2008.

TSENG, K. C.; LIANG, T. J. **Novel High-Efficiency Step-Up Converter**. IEEE Proc. Electronics Power Apply. vol. 151. No. 2, March 2004, pp. 182-190.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia Solar Fotovoltaica: Conceitos e Aplicações**. 1ª Ed., São Paulo: Érica, 2012.

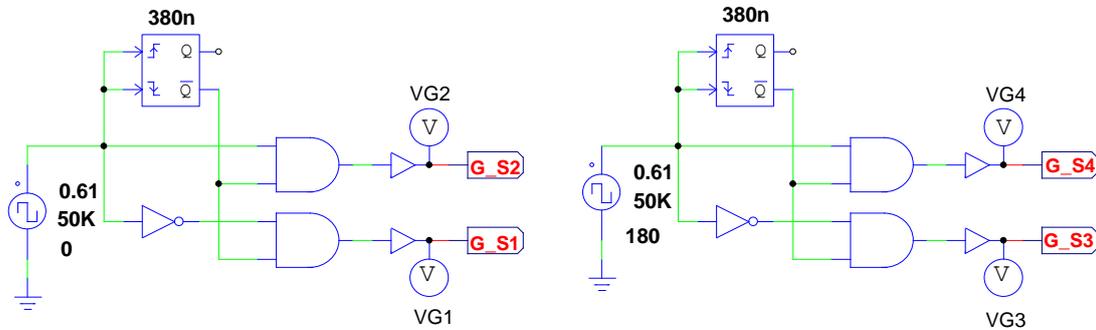
WU, H.; XING, Y.; XIA, Y.; SUN, K. **A Family of Non-Isolated Three-Port Converters for Stand-Alone Renewable Power System**. In Proc. IEEE IECON, Australia, 2011, pp. 1030-1035.

ZHAO, Q.; LEE, F. C. **High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003. v. 18, pp. 65-73.

ZHOU, Z.; WU, H.; MA, X.; XING, Y.; **A Non-Isolated Three-Port Converter for Stand-Alone Renewable Power System**. In IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3352-3357.

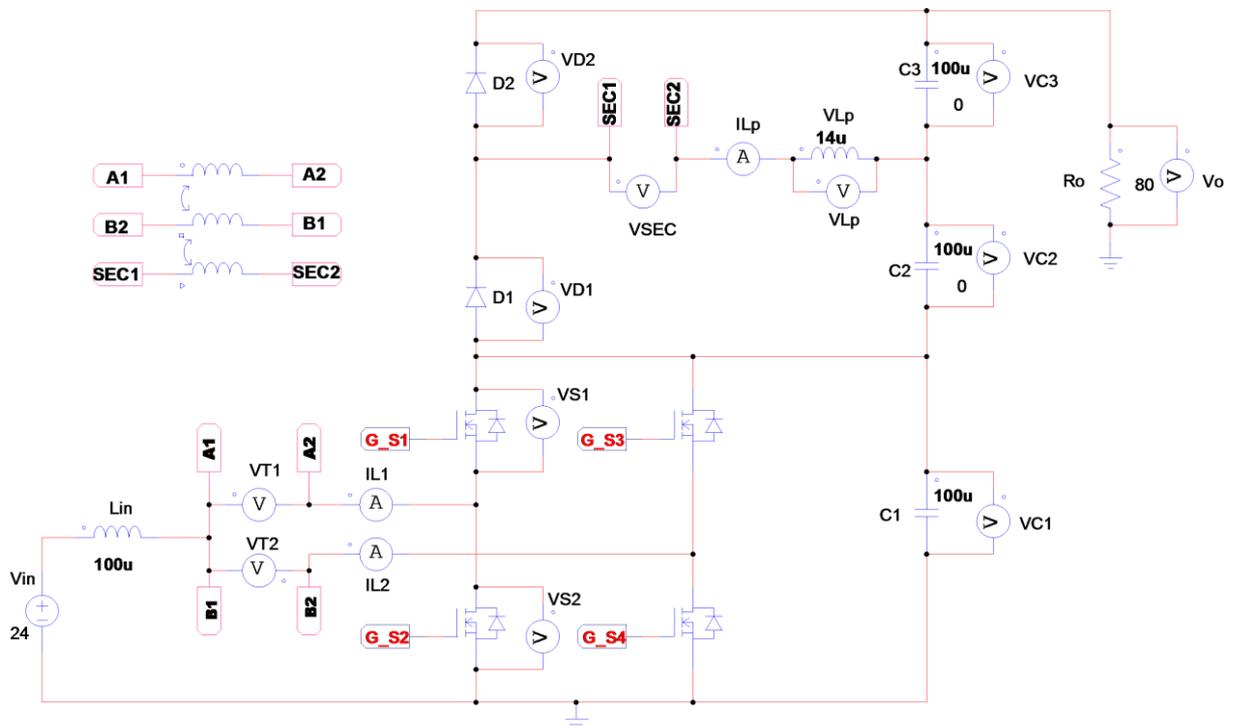
APÊNDICE A – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Figura 4.21 – Simulação: lógica de acionamento das chaves



Fonte: Elaborada pelo autor.

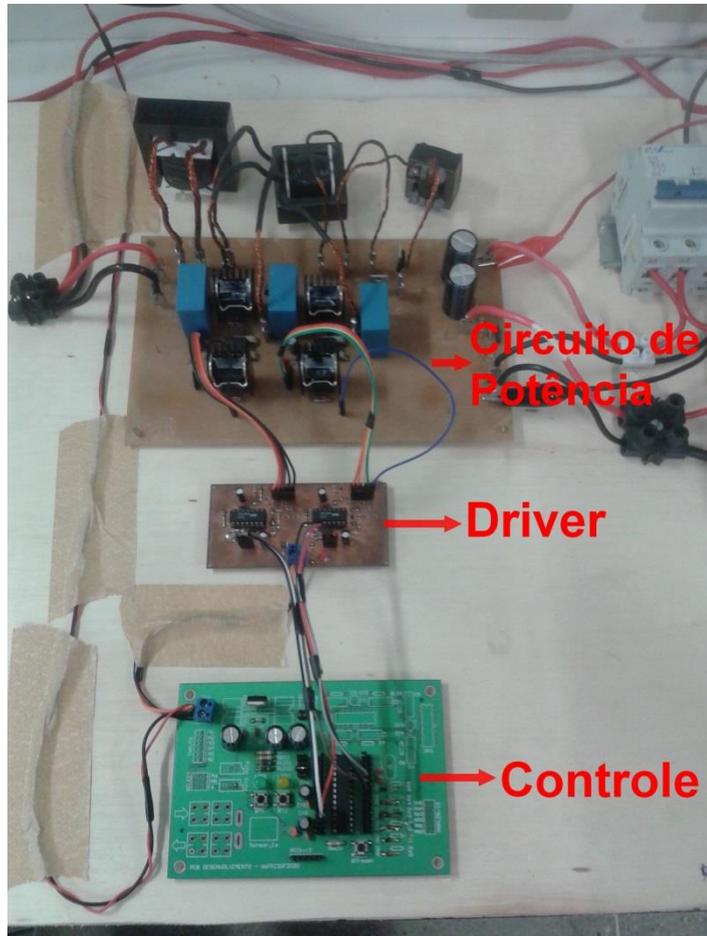
Figura 4.22 – Simulação: circuito de potência



Fonte: Elaborada pelo autor.

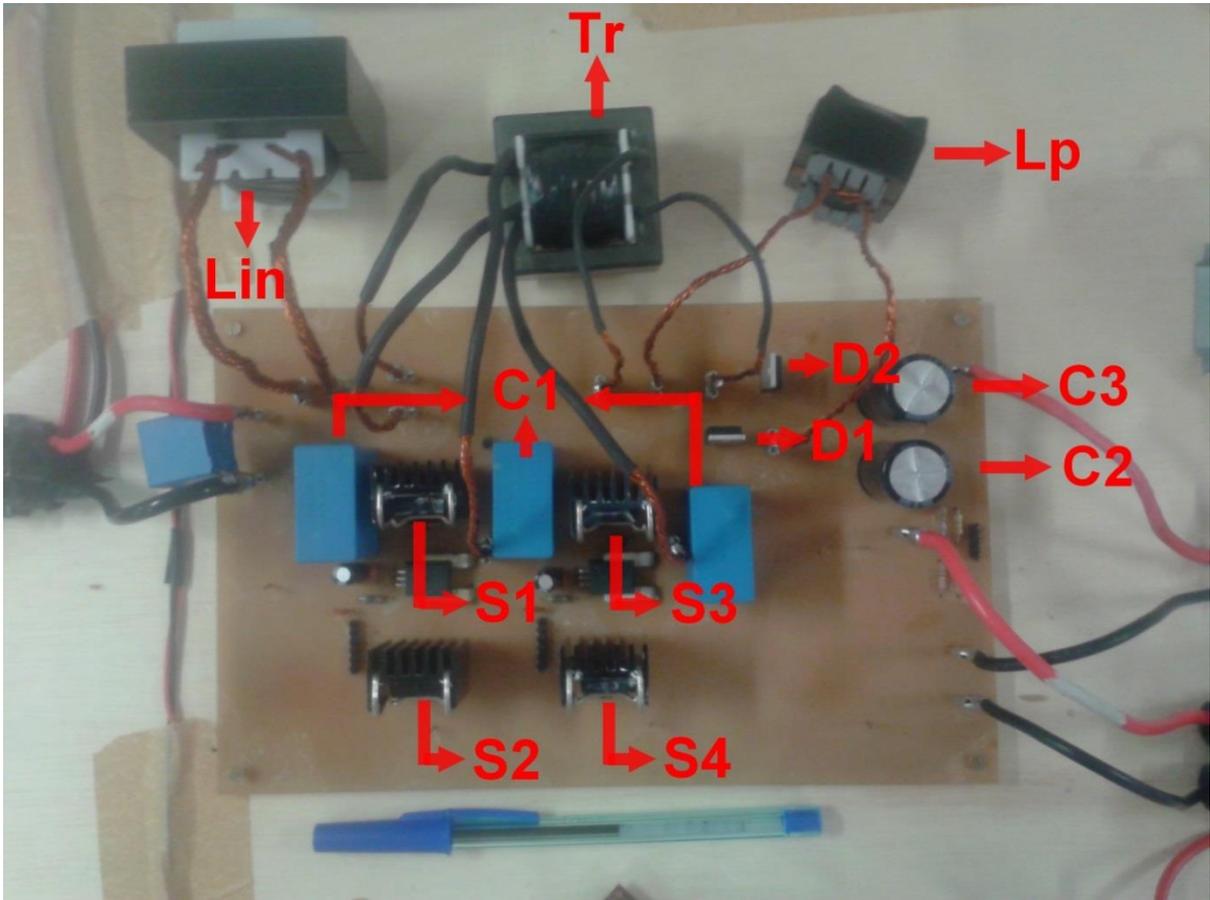
APÊNDICE B – FOTOS DO CONVERSOR

Figura 4.23 – Protótipo experimental



Fonte: Elaborada pelo autor.

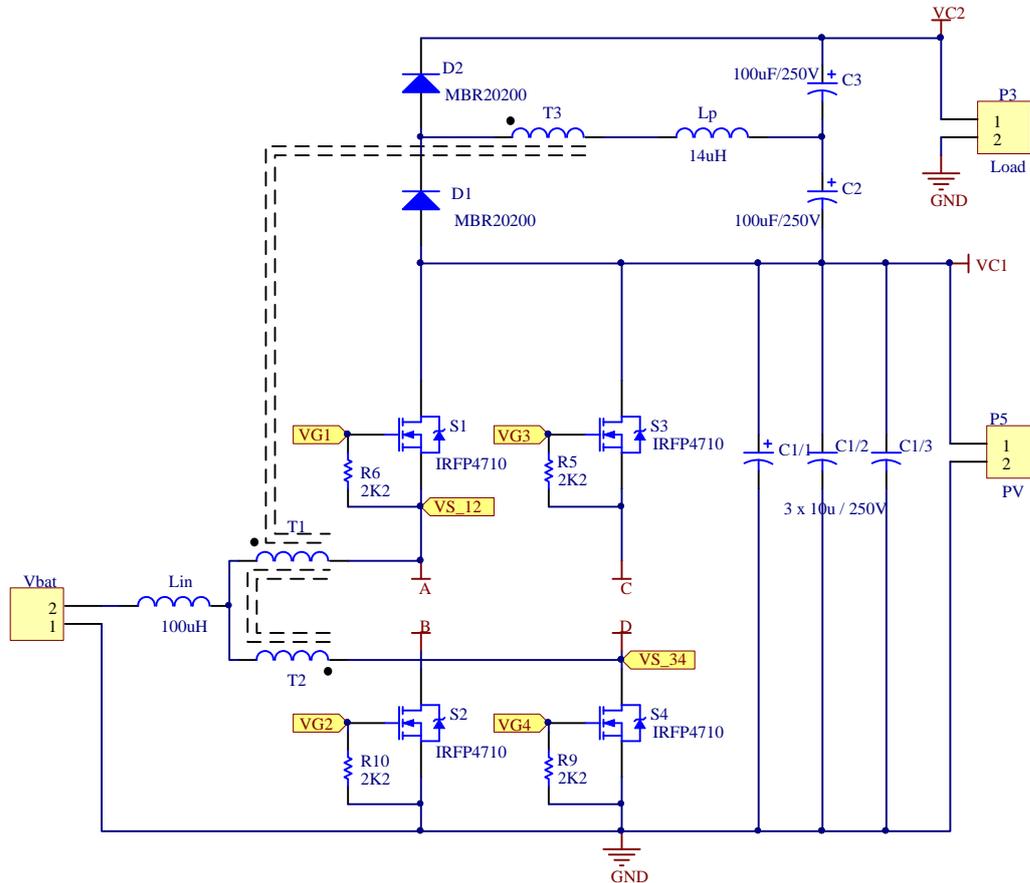
Figura 4.24 – Circuito de potência



Fonte: Elaborada pelo autor.

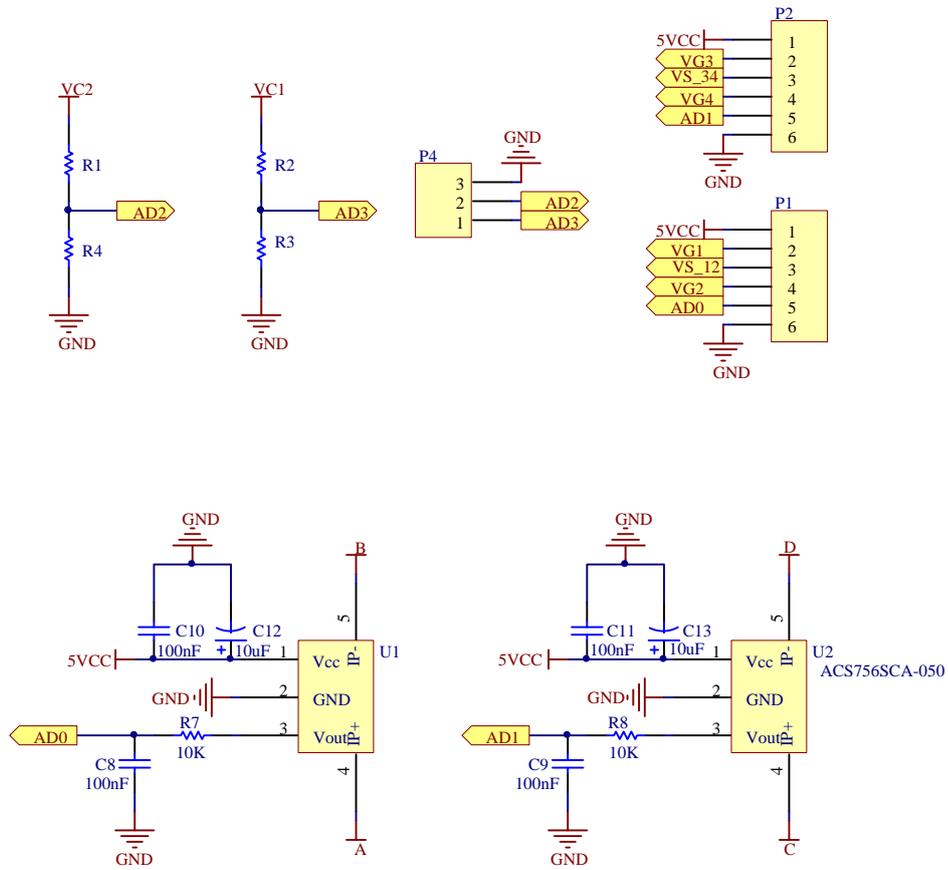
APENDICE C – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR: CIRCUITO DE POTÊNCIA

Figura 4.25 – Esquemático do circuito de potência - parte 1/2



Fonte: Elaborada pelo autor.

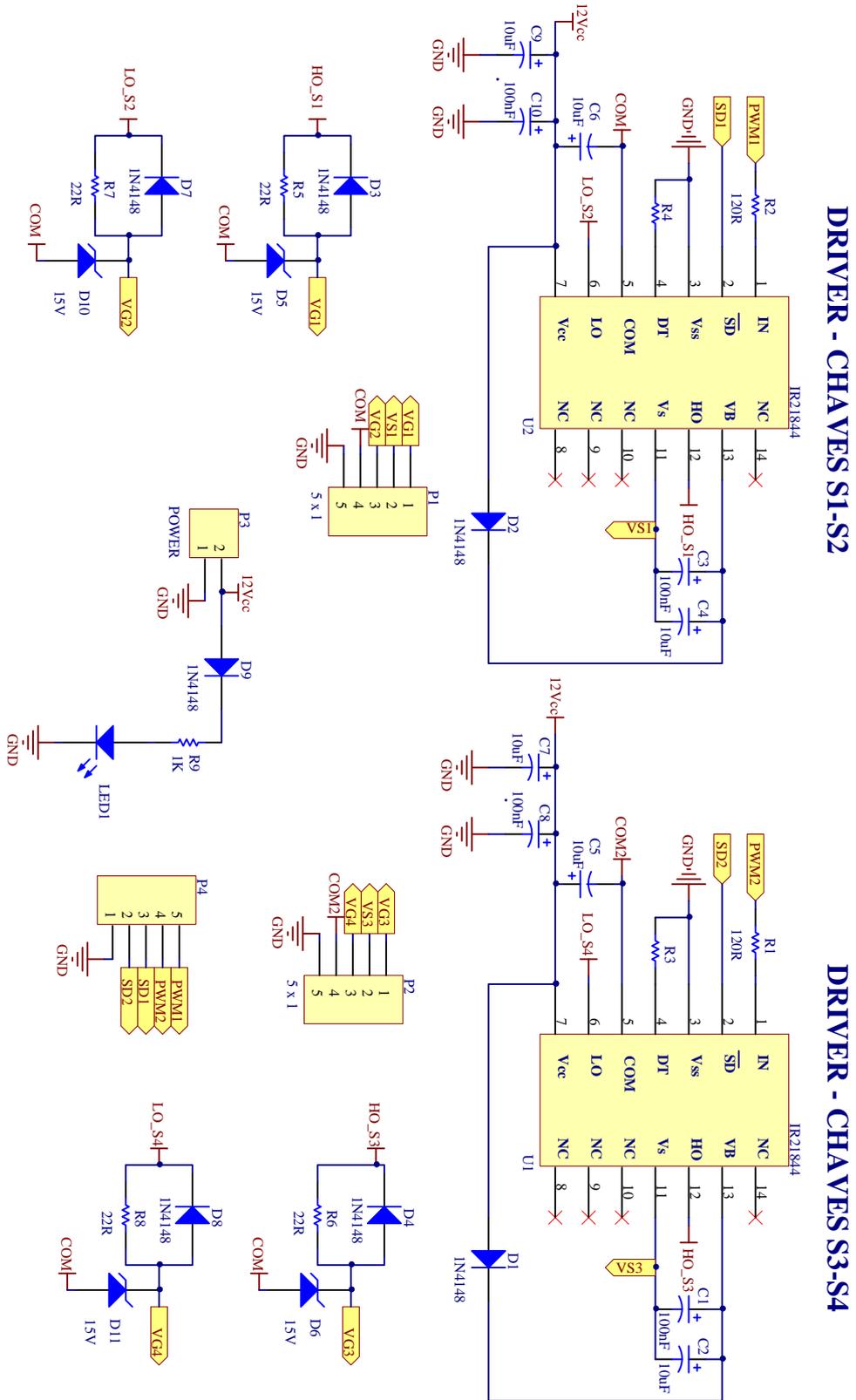
Figura 4.26 – Esquemático do circuito de potência - parte 2/2



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR: **DRIVER DE ACIONAMENTO**

Figura 4.27 – Esquemático do driver



Fonte: Elaborada pelo autor.

