

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA – ÊNFASE ELETROTÉCNICA

CARLOS DANIEL BATISTA MONTAGNA
EDUARDO KAMAROSKI NETO

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONVERSOR CC/CC NÃO
ISOLADO E COM ELEVADO GANHO ESTÁTICO PARA
APLICAÇÕES EM FONTES RENOVÁVEIS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA
2011

CARLOS DANIEL BATISTA MONTAGNA
EDUARDO KAMAROSKI NETO

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONVERSOR CC/CC NÃO
ISOLADO E COM ELEVADO GANHO ESTÁTICO PARA
APLICAÇÕES EM FONTES RENOVÁVEIS**

Proposta de Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de curso 2, do curso de Engenharia Industrial Elétrica Ênfase em Eletrotécnica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Roger Gules, Dr. Eng.

CURITIBA

2011

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1 - Topologia <i>boost</i> clássica..... | 9 |
| Figura 2 - Princípio de funcionamento das células à combustível..... | 14 |
| Figura 3 - Curva de carga de uma célula a combustível típica..... | 14 |
| Figura 4 - Tensão, corrente e potência para <i>stack</i> de células a combustível de óxido sólido..... | 15 |
| Figura 5 - <i>Stack</i> de células a combustível..... | 16 |
| Figura 6 - Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica..... | 16 |
| Figura 7 - Curva de potência de um painel solar..... | 17 |
| Figura 8 – Veículo híbrido de maior reconhecimento e sucesso atual, Toyota Prius modelo 2010..... | 18 |
| Figura 9 - Diagrama de <i>nobreak off-line</i> | 20 |
| Figura 10 - Diagrama de <i>nobreak</i> linha interativa..... | 21 |
| Figura 11 - Conversor multifase..... | 23 |
| Figura 12 - Conversor <i>boost</i> com indutor acoplado..... | 24 |
| Figura 13 - Conversor <i>boost</i> com capacitor chaveado..... | 25 |
| Figura 14 - Conversor de alto ganho estático com indutor acoplado e capacitor chaveado..... | 25 |
| Figura 15 - Conversor elevador multifase com capacitor chaveado (topologia base). | 26 |
| Figura 16 - Primeiro estágio de funcionamento da topologia base..... | 27 |
| Figura 17 - Segundo estágio de funcionamento da topologia base..... | 28 |
| Figura 18 - Último estágio de funcionamento da topologia base..... | 28 |
| Figura 19 - Principais formas de onda existentes na topologia base..... | 29 |
| Figura 20 - Tensão de saída e na chave para a topologia base..... | 30 |
| Figura 21 - Eficiência do protótipo desenvolvido com a topologia base..... | 30 |
| Figura 22 - Eficiências obtidas para a topologia base..... | 31 |
| Figura 23 – Proposta de desenvolvimento..... | 32 |
| Figura 24 - Principais ondas de corrente da topologia proposta..... | 34 |
| Figura 25 - Estágios de funcionamento da topologia proposta..... | 35 |
| Figura 26 - Circuito equivalente do conversor proposto no segundo estágio..... | 37 |
| Figura 27 - Curvas do ganho estático..... | 38 |
| Figura 28 - Tensões sobre os diodos reversamente polarizados..... | 39 |

| | |
|---|----|
| Figura 29 - Formato de onda de corrente em um indutor com condução crítica. | 44 |
| Figura 30 - Forma de onda da corrente nos capacitores multiplicadores. | 45 |
| Figura 31 - Circuito utilizado na simulação. | 52 |
| Figura 32 - Formas de onda simuladas dos diodos. | 53 |
| Figura 33 - Formas de onda simuladas dos indutores. | 54 |
| Figura 34 - Forma de onda simulada da corrente na entrada. | 55 |
| Figura 35 - Formas de onda simuladas da tensão na saída e na chave. | 56 |
| Figura 36 - Forma de onda simuladas da tensão e corrente na comutação da chave. | 57 |
| Figura 37 – Localização dos pinos do microcontrolador dsPICFJ12MC202. | 57 |
| Figura 38 - Simulação do controle em ambiente ISIS. | 58 |
| Figura 39 - Visualização do osciloscópio do PROTEUS. | 59 |
| Figura 40 - Folha de dados da chave de potência. | 60 |
| Figura 41 - Curva de temperatura de operação do MOSFET. | 61 |
| Figura 42 - Perfil do dissipador escolhido | 63 |
| Figura 43 - Resistência térmica do dissipador..... | 63 |
| Figura 44 - Curvas de impedância x frequência do capacitor..... | 70 |
| Figura 45 - Recuperação reversa do diodo. | 71 |
| Figura 46 - Esquemático do circuito do driver. | 72 |
| Figura 47 - Projeto da placa do protótipo. | 72 |
| Figura 48 - Protótipo Construído. | 73 |
| Figura 49 - Placa de comando do protótipo construído. | 73 |
| Figura 50 - Protótipo em Funcionamento. | 74 |
| Figura 51 - Protótipo em funcionamento. | 74 |
| Figura 52 - Protótipo em Funcionamento, com detalhe no ganho estático obtido. | 75 |
| Figura 53 - Forma de onda do diodo de multiplicação. | 76 |
| Figura 54 - Forma de onda do diodo de recuperação e do enrolamento primário do acoplamento. | 76 |
| Figura 55 - Formas de onda no enrolamento primário dos indutores. | 77 |
| Figura 56 - Forma de onda da corrente de entrada. | 78 |
| Figura 57 - Forma de onda da tensão na saída e na chave, e corrente na chave. ... | 78 |
| Figura 58 - Formas de onda da comutação da chave. | 79 |
| Figura 59 - Rendimento do conversor proposto. | 80 |
| Figura 60 – Cronograma detalhado..... | 86 |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| 1. INTRODUÇÃO | 7 |
| 1.1. TEMA | 8 |
| 1.1.1. Delimitação do Tema..... | 8 |
| 1.2. PROBLEMA E PREMISSAS | 9 |
| 1.3. OBJETIVOS | 10 |
| 1.3.1. Objetivo Geral | 10 |
| 1.3.2. Objetivos Específicos | 11 |
| 1.4. JUSTIFICATIVA | 11 |
| 1.5. PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS | 12 |
| 1.6. ESTRUTURA DO TRABALHO | 12 |
| 2. CONVERSORES CC/CC | 13 |
| 2.1. CONVERSORES CC/CC E AS ENERGIAS RENOVÁVEIS | 13 |
| 2.1.1. Células a combustível | 13 |
| 2.1.2. Energia Solar..... | 15 |
| 2.1.3. Veículos Elétricos ou Híbridos..... | 17 |
| 2.1.4. Demais Aplicações | 19 |
| 2.2. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC/CC ELEVADORES NÃO-ISOLADOS | 21 |
| 2.2.1. Conversor Elevador <i>Boost</i> Padrão | 22 |
| 2.2.2. Conversor Elevador Multifase | 22 |
| 2.2.3. Conversor Elevador com Indutor Acoplado | 23 |
| 2.2.4. Conversor Elevador com Capacitor Chaveado | 24 |
| 2.2.5. Conversor Elevador com Indutor Acoplado e Capacitor Chaveado | 25 |
| 2.2.6. Conversor Elevador Multifase com Capacitor Chaveado | 26 |
| 2.2.7. Conversor Elevador Multifase com Capacitor Chaveado e Indutor Acoplado .. | 31 |
| 3. TOPOLOGIA PROPOSTA | 32 |
| 3.1. ESTÁGIOS DE FUNCIONAMENTO | 33 |
| 3.2. EQUACIONAMENTOS | 36 |
| 3.2.1. Ganho Estático | 36 |
| 3.2.2. Tensão sobre a chave | 39 |
| 3.2.3. Tensão sobre os diodos | 39 |
| 3.2.4. Corrente média nos indutores | 41 |

| | |
|---|-----------|
| 3.2.5. Corrente média e eficaz nas chaves | 41 |
| 3.2.6. Corrente nos diodos | 41 |
| 3.2.7. Indutâncias | 42 |
| 3.2.8. Capacitâncias de multiplicação | 45 |
| 3.3. PRÉ-PROJETO: DEFINIÇÕES DE PARÂMETROS | 47 |
| 3.3.1. Premissas Iniciais..... | 47 |
| 3.3.2. Ganho Estático e Tensão de Saída..... | 47 |
| 3.3.3. Chaves de potência..... | 47 |
| 3.3.4. Indutores | 48 |
| 3.3.5. Capacitores | 49 |
| 3.3.6. Diodos | 49 |
| 3.3.7. Controle..... | 50 |
| 3.3.8. Resumo das definições preliminares..... | 50 |
| 3.4. SIMULAÇÃO..... | 51 |
| 3.4.1. Formas de onda das correntes dos diodos | 52 |
| 3.4.2. Formas de ondas das correntes dos indutores | 53 |
| 3.4.3. Forma de onda da corrente na entrada | 54 |
| 3.4.4. Formas de onda da tensão na saída e na chave | 55 |
| 3.4.5. Formas de onda da comutação da chave | 56 |
| 3.4.6. Controle..... | 56 |
| 3.4.7. Considerações finais | 58 |
| 3.5. PROJETO FÍSICO | 59 |
| 3.5.1. Definição das chaves de potência..... | 60 |
| 3.5.2. Projeto físico dos indutores acoplados..... | 64 |
| 3.5.2.1. Definição do núcleo mais apropriado | 64 |
| 3.5.2.2. Definição do número de espiras..... | 66 |
| 3.5.2.3. Definição da bitola dos condutores | 67 |
| 3.5.2.4. Definição do entreferro | 68 |
| 3.5.2.5. Definição da possibilidade de execução..... | 69 |
| 3.5.3. Definição dos capacitores | 69 |
| 3.5.4. Definição dos diodos | 70 |
| 3.5.5. Controle..... | 71 |

| | |
|---|-----------|
| 3.5.6. Projeto da placa | 72 |
| 4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 73 |
| 4.1. FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS DIODOS..... | 75 |
| 4.2. FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS INDUTORES..... | 76 |
| 4.3. FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA | 77 |
| 4.4. FORMA DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE E TENSÃO NA SAÍDA | 78 |
| 4.5. FORMAS DE ONDA DA COMUTAÇÃO DA CHAVE | 79 |
| 4.6. EFICIÊNCIA | 80 |
| 5. CONCLUSÕES..... | 81 |
| 5.1. PANORAMA DE INSERÇÃO DO TRABALHO | 81 |
| 5.2. PONTOS PRINCIPAIS DO TRABALHO DESENVOLVIDO | 81 |
| 5.3. ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS | 82 |
| 5.4. APONTAMENTOS PARA DESENVOLVIMENTOS FUTUROS | 83 |
| 6. REFERÊNCIAS..... | 84 |
| 7. APÊNDICES | 86 |
| 8. ANEXOS | 93 |

1.INTRODUÇÃO

Há milhares de anos, o petróleo tem sido utilizado por povos antigos, como os romanos, incas e os chineses. Entretanto, sua utilização expandiu-se exponencialmente a partir de 1930, quando passou não só a substituir o óleo de baleia para iluminação, mas também passou a ser utilizado em motores de combustão interna, especialmente nos Estados Unidos.

Rapidamente, o petróleo e seus derivados foram incorporados nos sistemas de transporte, transformando-se na força motriz mundial. Posteriormente, foi também empregado em uma grande cadeia de processos produtivos, sendo considerado item estratégico para qualquer nação. (ANEEL, 2008).

Entretanto, nem tudo relacionado ao petróleo representa progresso. Não coincidentemente, diversas crises e conflitos entre povos sucederam a grande importância que o petróleo adquiriu no cenário mundial. O mais recente e polêmico de todos refere-se à invasão do Iraque pelos Estados Unidos, em 2003. As razões utilizadas para justificar a ação (armas de destruição em massa) jamais foram confirmadas.

Ainda na década de 70, duas crises revelaram a grande dependência mundial sobre os derivados do petróleo. Em 1973, a OPEP (Organização dos Países Exportadores de Petróleo) reduziu o volume exportado do óleo, a fim de causar uma alta nos preços. O barril, que era negociado a US\$ 2,70 chegou a US\$ 11,20. Em 1979, com a deposição do xá do Irã, o preço sofre nova alta e supera US\$ 40,00 por barril. A alta dos preços desencadeou uma série de problemas econômicos em diversos países. (ANEEL, 2008)

Há ainda a preocupação em relação às reservas mundiais. Estima-se que o estoque mundial seja de aproximadamente 40 anos, mantidos os atuais níveis de crescimento de produção e consumo. (IEA, 2000).

Não obstante, a emissão dos gases resultantes da queima dos combustíveis fósseis tem sido amplamente associada com o efeito estufa. À medida que os efeitos do aquecimento global tornam-se cada vez mais evidentes, a pressão por mudanças em relação à dependência mundial do petróleo aumenta.

Conseqüentemente, matrizes energéticas baseadas nos combustíveis fósseis têm sido cada vez mais questionadas. Por isso, as tecnologias de geração de energia a partir de fontes renováveis têm sido foco de grande desenvolvimento

nos últimos anos. Essas tecnologias utilizam a energia proveniente de fontes não tradicionais, tais como a solar, eólica, biomassa e hidrogênio.

As vantagens da inserção das matrizes renováveis em um parque gerador vão além dos benefícios ambientais diretos, como a intuitiva redução de emissões. Uma redução da dependência do petróleo para geração de energia é estimulante direto para a eletrificação dos meios de transporte, visto que os conceitos referentes à geração distribuída e micro geração contribuem diretamente na evolução de novas forças motrizes de transporte. Por fim, a diminuição da demanda libera a capacidade dos derivados de petróleo para atividades produtivas da indústria (fabricação de polímeros, por exemplo), as quais são muito mais nobres do que a participação em processos de geração de calor, como por exemplo, para geração de energia.

1.1.TEMA

1.1.1.Delimitação do Tema

A energia solar e a tecnologia de células a combustível representam duas formas de geração sustentável que se desenvolveram expressivamente na última década.

Entretanto, do ponto de vista de aplicação, estas tecnologias apresentam limitações. Diferentemente de centrais térmicas ou hidrelétricas, onde o gerador fornece energia alternada e em média tensão, painéis fotovoltaicos e células a combustível fornecem energia contínua com valores pequenos, geralmente na faixa de 50V de amplitude. Afim de que esta energia seja utilizável por um consumidor final, são necessárias manipulações, tanto de elevação do valor de amplitude quanto da transformação de corrente contínua para alternada.

A transformação da energia fornecida, de corrente contínua para alternada, conta com uma grande variedade de soluções já comerciais de inversores de tensão. Entretanto, estes dispositivos necessitam de uma tensão de alimentação em torno de 400V, o que exige, por fim, um estágio elevador de tensão ainda na situação de corrente contínua. Em uma situação na qual este inversor fosse alimentado por fontes renováveis (amplitude de 50V), o ganho estático necessário de um conversor CC/CC elevador seria de aproximadamente 10. Este valor é bastante superior ao obtido pelos conversores elevadores não isolados, abrindo oportunidades para o desenvolvimento de novas topologias.

A utilização dos conversores CC/CC, entretanto, vai além do uso em sistemas de energia renovável. Inúmeras são as aplicações em equipamentos eletroeletrônicos, dispositivos portáteis e sistemas de telecomunicação.

Os conversores CC/CC podem ser inicialmente discernidos entre duas grandes categorias de topologia: a isolada e a não isolada. O que diferenciam ambas é a existência ou não de um transformador, respectivamente.

Os conversores isolados, em geral, conseguem atingir ganho estático razoável, porém apresentam perdas consideráveis por parte do transformador. Obrigam ainda um maior dimensionamento de outros componentes, como por exemplo, os diodos ou capacitores de saída. As perdas associadas a estes componentes são relacionadas à existência de tensões de pico, condição que naturalmente limita suas eficiências em circuitos onde a tensão de saída é alta. Em relação ao transformador, as perdas devem-se ao fato de que todo o fluxo de potência passa pelo mesmo, exigindo capacidades maiores de transformação, e conseqüentemente, um tamanho físico maior.

Dadas as características expostas, os conversores isolados são excessivamente grandes, com baixa aplicação em sistemas portáteis e de pequeno porte, que exigem uma alta eficiência.

Visando redução do custo final, maiores eficiências e aplicabilidade, optou-se neste trabalho pelo desenvolvimento de um conversor CC/CC não-isolado com elevado ganho estático.

1.2.PROBLEMA E PREMISSAS

O conversor *boost* é a topologia clássica do conversor CC/CC elevador de tensão, não isolado. A topologia pode ser observada na Figura 1.

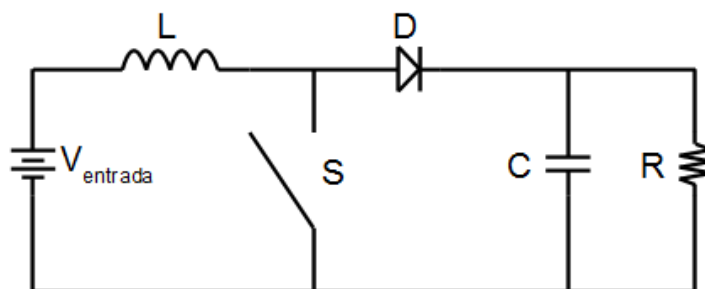


Figura 1 - Topologia *boost* clássica.

Fonte: Autoria própria.

O ganho estático obtido por sua estrutura é expresso pela Equação (1) (BARBI; MARTINS, 2008).

$$G_{Boost} = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

Onde:

G: Ganho estático do conversor

D: Razão Cíclica de chaveamento

A razão cíclica representa o tempo em que a chave fica no estado ligado, em um intervalo específico de tempo. Isto é, quanto maior a razão cíclica, maior o tempo em que a chave permanece ligada e menor o tempo que permanece desligada.

É intuitiva a análise de que, ao ser utilizado um valor de razão cíclica próximo ao unitário, o ganho estático tende ao infinito. Entretanto, na prática, o ganho estático máximo do conversor *boost* padrão é de aproximadamente cinco (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2008). Comparado ao necessário para utilização em sistemas de energia renovável, este valor é consideravelmente inferior.

Ainda, devido à própria topologia do *boost*, a chave é exposta ao mesmo valor de tensão da saída, e também a uma elevada corrente de entrada. Essa situação exige a utilização de chaves mais caras para manter um rendimento aceitável. Não suficiente, devido à comutação não suave, as perdas no chaveamento e na recuperação reversa são significativas.

Como alternativa ao *boost* padrão, novas topologias foram desenvolvidas para obtenção de altos valores de ganho estático e alta eficiência, utilizando acoplamentos magnéticos e capacitores chaveados.

1.3.OBJETIVOS

1.3.1.Objetivo Geral

O objetivo principal do presente trabalho é o desenvolvimento de uma topologia nova para conversor CC/CC não-isolado, de alto ganho estático, baseado em modificações no *boost* padrão.

1.3.2.Objetivos Específicos

- A. Estudar a literatura sobre conversores;
- B. Definir as limitações das topologias existentes de conversores de alto ganho estático;
- C. Definir componentes e parâmetros que sejam ideais para o novo conversor de alto ganho estático;
- D. Realizar simulações de funcionamento da nova topologia projetada;
- E. Construir protótipo;
- F. Identificar possibilidades de melhoria;
- G. Analisar os resultados obtidos tendo como referência as topologias existentes, e fazer um comparativo;
- H. Documentar o desenvolvimento realizado e sugerir novos aprimoramentos;

1.4.JUSTIFICATIVA

Em qualquer aplicação que envolva processamento de potência, a obtenção de altos índices de eficiência é primordial - a taxa de energia não aproveitada é principalmente convertida em calor, vibração ou outros tipos de energia, sem utilidade prática. Esta energia, além de desperdiçada, demandará do sistema uma capacidade maior de dissipação de calor, visto que a temperatura de operação é um dos fatores que mais influem na vida útil de componentes elétricos.

Em um conversor CC/CC elevador, aplicado em sistemas de geração solar ou por células a combustível, adiciona-se ainda aos fatores mencionados a justificativa econômica. Quando comparados com a geração tradicional, estes sistemas apresentam um alto custo de equipamentos, além de baixas potências de geração (seja pela característica descentralizada ou por variações naturais no fornecimento), o que resulta em elevados preços da energia elétrica gerada.

O desenvolvimento das etapas de processamento de potência destas novas fontes de geração é um dos meios para a obtenção de níveis melhores de rendimento, e por fim, preços de energia mais competitivos. Essa evolução é determinante para sua disseminação e sobreposição às fontes tradicionais.

O conversor CC/CC elevador, em particular, enfrenta uma condição adicional para obtenção de altos índices de eficiência. A energia fornecida à entrada

possui corrente de altas amplitudes, enquanto que em sua saída, as tensões são altas. Esta condição, extremada pelo alto ganho estático, faz com que o conversor opere em condições limite.

Após a análise dos fatos mencionados, a importância do desenvolvimento do conversor CC/CC fica evidente. As condições de operação do mesmo, associadas com a necessidade de altos índices de eficiência resultam em um campo fértil para novas tecnologias.

1.5.PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para o desenvolvimento de um conversor CC/CC, que apresente alto ganho estático, alta eficiência e baixo custo, foi realizada, em primeiro lugar, pesquisa bibliográfica, identificando a literatura base e as limitações dos desenvolvimentos anteriores. Em seguida, foi projetada a nova topologia proposta, incluindo componentes e seus parâmetros e simulação em ambiente virtual.

A partir dos resultados obtidos na simulação, partiu-se para a definição dos componentes e sistemas a serem utilizados na construção prática do protótipo. Então, serão feitas verificações em relação ao ganho estático obtido e a eficiência. Por fim, será realizada a documentação final e apresentação, concluindo o trabalho.

1.6. ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho proposto é constituído de cinco capítulos. O primeiro contém introdução, delimitação do tema e proposta de desenvolvimento. O capítulo dois trata da revisão bibliográfica, tanto sobre conversores CC/CC elevadores padrão como de alto ganho estático, e suas respectivas limitações. O capítulo três trata da simulação e projeto do conversor proposto. O próximo trata da construção do protótipo, análises de resultados e capacidades de melhoria. O último e o quinto capítulo contém conclusões gerais e apontamentos para futuros trabalhos.

2.CONVERSORES CC/CC

2.1.CONVERSORES CC/CC E AS ENERGIAS RENOVÁVEIS

Os conversores CC/CC elevadores de tensão são, dentre outras aplicações, largamente empregados em sistemas de geração de energia por fontes renováveis.

A energia solar e a tecnologia de células a combustível, especificamente, têm como característica básica os baixos níveis de tensão entregues em suas saídas. O objetivo do conversor desenvolvido neste trabalho é o de disponibilizar uma tensão elevada (aproximadamente 400V), a um inversor, tendo como alimentação estas fontes.

É importante frisar que tão importante quanto obter alto ganho estático, é a obtenção deste com altos níveis de eficiência. Conforme comentado anteriormente, os preços da energia solar e da célula a combustível ainda são bastante superiores aos das fontes tradicionais. A fim de aumentar a competitividade, eventuais ineficiências devem ser dirimidas ao máximo.

A seguir, serão analisados como os conversores CC/CC auxiliam na aplicabilidade dos sistemas de células a combustível, energia solar e de motorizações elétricas e/ou híbridas.

2.1.1.Células a combustível

O princípio de funcionamento de uma célula a combustível é simples. A primeira demonstração foi feita pelo cientista e advogado William Grove, em 1839 (LARMINIE; DICKS, 2003).

Dois eletrodos de platina, submersos em ácido com uma grande quantidade de íons H^+ , quando expostos a uma diferença de potencial, realizam a separação do hidrogênio e do oxigênio existente nas moléculas de água do eletrólito. As moléculas de O_2 e H_2 armazenadas são capazes de reverter o processo e gerar energia elétrica. Uma ilustração do experimento é exibida na Figura 2.

Atualmente existem mais de vinte tipos diferentes de células a combustível, compostas de diferentes materiais (cerâmica, fósforo, polímeros) e com diferentes combustíveis (álcool, ácido, metanol), dentre outras variações, que podem atingir eficiências superiores a 90%.

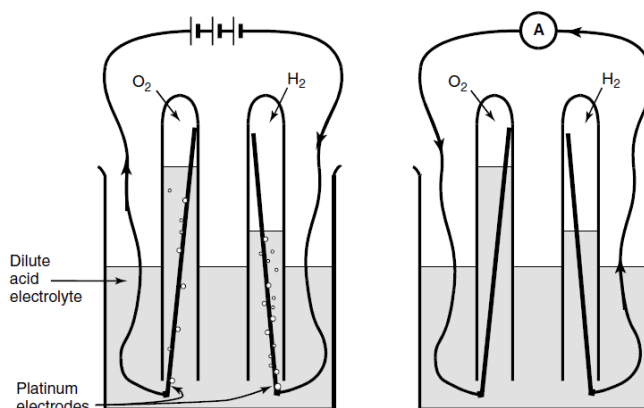


Figura 2 - Princípio de funcionamento das células à combustível.

Fonte: Larminie e Dicks (2003).

Em teoria, uma célula a combustível poderia disponibilizar até 1,2V entre seus terminais. Na prática, entretanto, este valor é bastante inferior, apresentando ainda um rápido decréscimo quando a corrente drenada aumenta, conforme exibido na Figura 3.

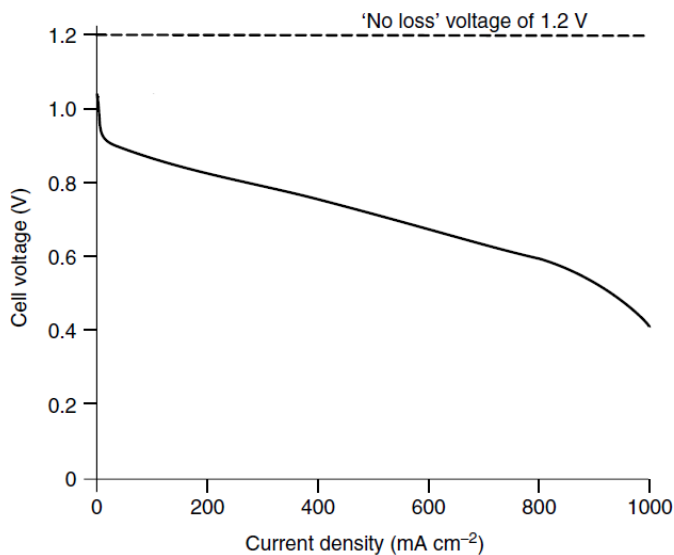


Figura 3 - Curva de carga de uma célula a combustível típica.

Fonte: Larminie e Dicks (2003).

Ao associarem-se diversas células em série (formando os *stacks*), o valor da tensão de saída é elevado. Entretanto, o perfil de queda abrupta não só permanece, como ainda é mais evidente devido às perdas químicas e ôhmicas associadas, conforme ilustrado na Figura 4. Esta curva é de um *stack* de células à

combustível do tipo SOFC (*solid-oxide fuelcell*). Conforme ilustrado, quanto maior a potência entregue pelo agrupamento, menor a tensão de saída. Neste caso, o ponto de máxima potência é localizado na região imediatamente anterior à verticalização da curva de tensão. (RASHID, 2008)

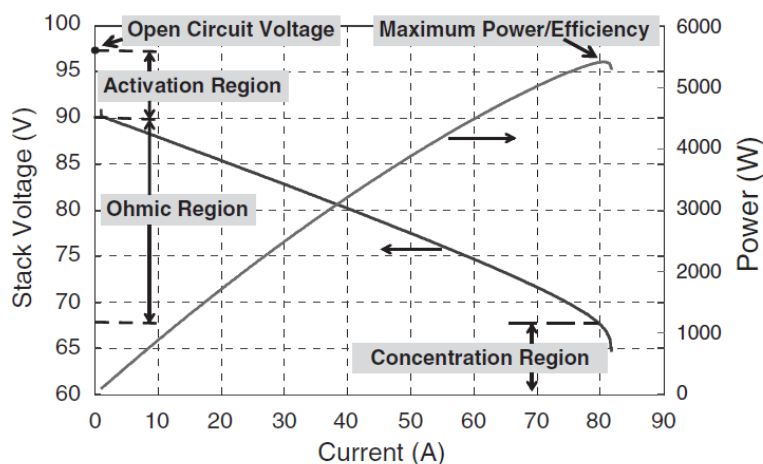


Figura 4 - Tensão, corrente e potência para stack de células a combustível de óxido sólido.

Fonte: Rashid (2008).

Esta característica evidencia claramente a necessidade de um estágio elevador de tensão, onde a máxima potência consiga ser associada com uma tensão elevada de saída.

A Figura 5 traz uma ilustração que serve de exemplo de um stack de células a combustível.

2.1.2. Energia Solar

A energia solar fotovoltaica é baseada no princípio fotoelétrico. Quando um elétron, em um átomo, se desloca de uma camada mais energética para outra menos energética, ele emite energia na forma luminosa, denominada fóton. Este é, basicamente, o princípio do funcionamento dos diodos emissores de luz (*LED*).

O processo reverso é verdadeiro, isto é, um elétron, ao receber a energia proveniente de uma onda eletromagnética, pode sofrer um deslocamento na camada de energia que se encontra dentro do átomo.

Uma exposição encadeada de átomos a esta situação é capaz de gerar corrente elétrica. Um exemplo típico de funcionamento de painel solar pode ser visualizado na Figura 6.

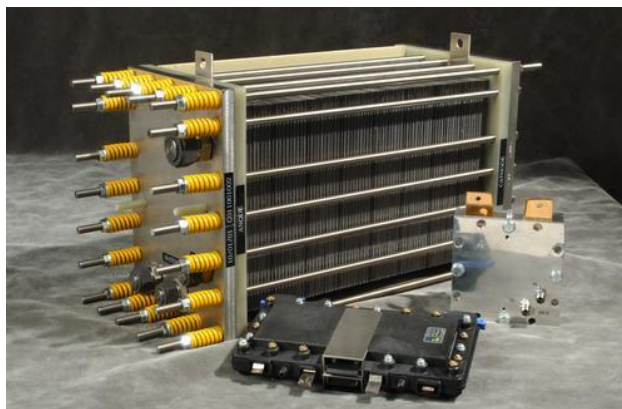


Figura 5 - Stack de células a combustível.

Fonte: Wikipédia (2011).

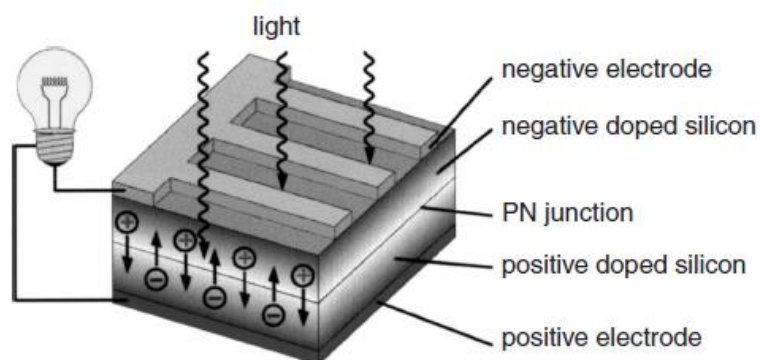


Figura 6 - Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica.

Fonte: Rashid (2008).

O material mais comumente utilizado é o silício, que contém quatro elétrons em sua camada de valência. Existem hoje células fotovoltaicas com eficiências superiores a 28%, como por exemplo, as de arseneto de gálio (GTEF,1999).

É intuitiva a análise, então, de que as células solares dependem da quantidade de energia irradiada sobre as mesmas. Curvas tensão x corrente típicas para diferentes níveis de irradiação são exibidas na Figura 7. O ponto de máxima potência se dará sempre no começo da inflexão da curva de potência, onde o produto da tensão pela corrente é o maior.

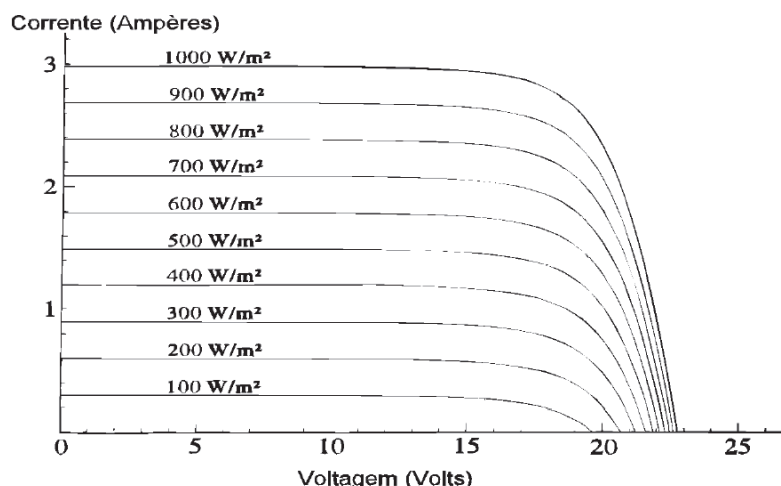


Figura 7 - Curva de potência de um painel solar.

Fonte: GTEF (1999).

Para a obtenção de uma tensão elevada na saída, é possível realizar associação em série de painéis. A associação, entretanto, diminui a possibilidade dos painéis serem controlados para operar no ponto de máxima potência, pois vários painéis serão controlados por apenas um dispositivo elevador/inversor. Isso pode diminuir a eficiência do sistema, por exemplo, em uma situação de sombreamento sobre um painel, onde os parâmetros de máxima potência entre um painel e outro serão distintos. Ainda, a queda de tensão também é acentuada em uma associação em série.

Isto é, de uma maneira geral, quanto menor a associação em série, maior é a eficiência possível do sistema. Isto, porém, acarreta em necessidades maiores de ganho estático e eficiência em um conversor CC/CC.

2.1.3. Veículos Elétricos ou Híbridos

Os veículos elétricos e híbridos estão em evidência nos últimos tempos devido ao alto custo do petróleo e das crescentes preocupações relacionadas às emissões de poluentes e aos consequentes impactos ambientais. Outra vantagem presente nesses veículos além de sua maior eficiência e menor poluição é o menor nível de ruído emitido.

O conceito de veículo elétrico é bastante simples. Trata-se de um veículo que se move por meio de um ou mais motores elétricos. Alguns exemplos de veículos elétricos são carros, trens, barcos, caminhões, submarinos, entre outros. A vantagem deste tipo de veículo é que sua energia elétrica primária consumida pode

vir de uma grande variedade de fontes renováveis, e não apenas de combustíveis fósseis. Secundariamente, esses veículos podem ser alimentados por baterias, painéis solares ou mesmo por condutores específicos posicionados na rota deste veículo, como no caso de trens, metrô e ônibus elétricos urbanos.

Por outro lado, um veículo híbrido (que também é um veículo elétrico) combina o conceito do veículo elétrico ao conceito comumente utilizado e bem conhecido do veículo com motor de combustão interna. Desta forma, existe a possibilidade de um veículo híbrido poder se locomover apenas através da propulsão elétrica, apenas com propulsão por seu motor a combustão ou ainda, por uma combinação entre ambos.

Muito embora o conceito de veículo híbrido só tenha aparecido e feito sucesso nos últimos anos, sua história é antiga. O primeiro carro híbrido amplamente disponível para compra foi o Toyota Prius, no ano de 1997, no Japão. Mas o primeiro carro híbrido de que se tem notícia data de 1898, desenvolvido por Ferdinand Porsche (HYBRID CARS, 2011).

Se antes os carros híbridos eram apenas uma possibilidade remota, agora eles são tratados como o núcleo a ser desenvolvido no mercado automotivo no futuro próximo. Uma ilustração de um dos mais conhecidos veículos híbridos da atualidade é vista na Figura 8.

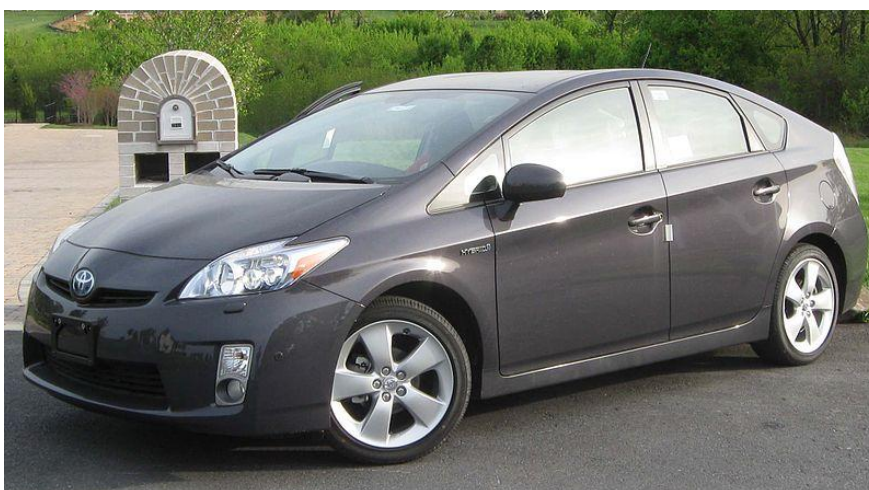


Figura 8 – Veículo híbrido de maior reconhecimento e sucesso atual, Toyota Prius modelo 2010.

Fonte: HybridCars (2011).

Um veículo híbrido possui diversos modos de funcionamento diferentes voltados à melhoria da eficiência energética, sem contabilizar os diferentes arranjos

existentes por conta da possível quantidade de motores em um determinado veículo. Pode utilizar seu motor de combustão interna para tracionar diretamente as rodas, como também pode usá-lo apenas para impulsionar um gerador elétrico; em ambos os casos, quando necessário.

Possui em muitos casos o chamado freio regenerativo, que, em vez de gastar a energia cinética do veículo na forma de calor para diminuir a velocidade, aproveita esta energia cinética para carregar baterias, que posteriormente põem o veículo em movimento novamente quando desejado. Esta tecnologia, que se originou dos veículos híbridos, tem grande potencial de uso em outros tipos de veículos.

Os motores a combustão presentes em veículos híbridos também são mais eficientes que os motores a combustão presentes em veículos normais. Isto porque estes motores em geral são menores nos veículos híbridos, já que há o motor elétrico para compensar a diferença de potência. Além disso, caso o motor a combustão não seja usado para tracionar o carro diretamente, ele pode trabalhar sempre em regime de trabalho de máxima eficiência. Outra possibilidade existente em alguns modelos de veículos híbridos é o carregamento de suas baterias através da conexão a uma tomada de energia elétrica da rede.

Em todas estas tecnologias, o uso de conversores CC/CC pode ser amplamente utilizado, principalmente nos casos onde há uso de baterias, que são maioria.

2.1.4. Demais Aplicações

Os conversores CC/CC podem ser aplicados em inúmeros outros ramos tecnológicos além dos já abordados. Dentre estes diferentes setores, é possível citar como exemplo os *nobreaks*, também conhecidos como *UPS*, da língua inglesa, *uninterruptible power supply*, ou fonte ininterrupta de energia.

Trata-se de um aparato elétrico que tem como objetivo principal suprir instantaneamente, ou quase, uma carga numa emergência, em caso de queda inesperada de energia. No entanto, seu objetivo não é de suprir a carga por um longo período sem a alimentação primária de energia, mas sim de fornecer energia até que a fonte primária se reestabeleça ou até que outra fonte, como um grupo motor-gerador, seja posto em funcionamento; também pode ser utilizado para que a

carga ou equipamento possa ser desligado com segurança, ou podem-se retirar alguns consumidores da carga total ligada para prolongar a duração.

Nobreaks também podem ter como finalidade proteger uma carga contra surtos, picos, oscilações e instabilidades de tensão, além de ruídos, distorção harmônica, e instabilidade de frequência. Quanto mais recursos forem adicionados ao equipamento, porém, mais complexa é sua construção, e conseqüentemente torna-se mais evidente a possibilidade do uso de conversores CC/CC.

Entre as principais tecnologias de *UPS* estão as *off-line*, linha interativa, ferro-ressonante, online, entre outras variações derivadas destas ou de funcionamento parecido.

A tecnologia *off-line*, simples, barata e eficiente, é normalmente utilizada em microcomputadores pessoais. Nesta tecnologia, a carga é alimentada diretamente pela rede e o inversor só é acionado no momento em que há a falta de energia. Há um lapso de tempo em que a carga fica sem alimentação devido a dois fatores: a demora do *nobreak* para detectar a queda da energia e o tempo de comutação da rede para o inversor, que é feita de forma mecânica. Embora irrelevantes para muitas cargas, estes milissegundos de instabilidade elétrica podem ocasionar danos em cargas mais sensíveis. A Figura 9 demonstra o funcionamento de um *no break standby* (RASMUSSEN, 2010).

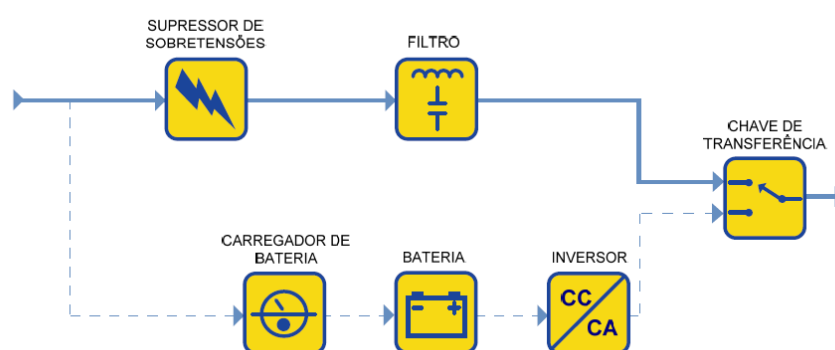


Figura 9 - Diagrama de *nobreak off-line*.

Fonte: Rasmussen (2010).

O *nobreak* ferro-ressonante é uma variação do *nobreak off-line* que inclui um transformador em sua saída para melhor filtrar a energia de entrada, porém sua própria existência cria distorções que podem piorar a qualidade da rede (RASMUSSEN, 2010).

Outra tecnologia, de utilização bastante grande é a de linha interativa, no mesmo esquema mostrado na Figura 10. Também de construção simples, barata e eficiente, este tipo é comumente utilizado em servidores. Nesta topologia, o conversor está permanentemente conectado à saída do *nobreak* e carrega a bateria em situação normal. Por este fato, este desenho oferece um filtro a mais para a energia da rede. Quando há uma falta, desconecta-se o *nobreak* da rede e a bateria alimenta a carga (RASMUSSEN, 2010).

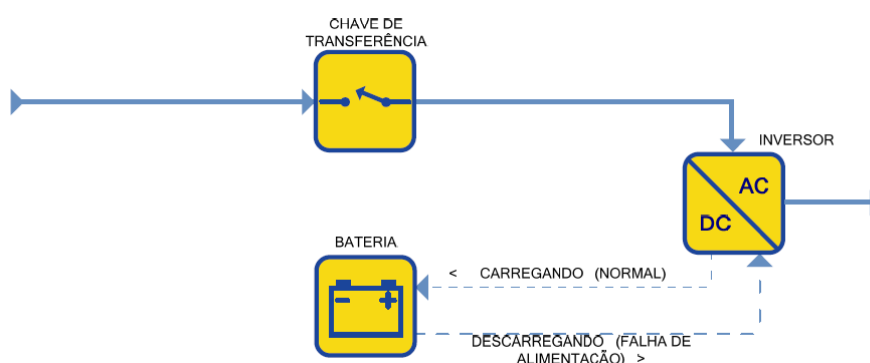


Figura 10 - Diagrama de *nobreak* linha interativa.

Fonte: Rasmussen (2010).

Os *nobreaks online*, tecnologia também de bastante uso, tem topologia parecida com os *nobreaks off-line*, sendo que a diferença se encontra na alimentação primária, que neste caso é o circuito do conversor e passa sempre pela bateria. A grande vantagem aqui se encontra na ausência de interrupção da alimentação da carga, ao custo do maior desgaste dos componentes do conversor (RASMUSSEN, 2010).

Como se pode observar, os *nobreaks* representam um ramo promissor de aplicação de conversores de CC/CC, talvez com a criação futura de uma nova tecnologia ou da adaptação de uma das existentes.

2.2. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC/CC ELEVADORES NÃO-ISOLADOS

A seguir, serão abordadas as principais tecnologias de conversores CC/CC elevadores não-isolados, com foco na análise do funcionamento, ganho estático e eficiência. O ponto de partida é uma análise do conversor *boost* padrão. Na sequência, as tecnologias do capacitor chaveado e indutor acoplado são

analisadas, e por fim, as topologias que exploram a mescla entre ambas as tecnologias são abordadas.

Enfoque especial é dado ao item 2.2.6 “*Conversor Elevador Multifase com Capacitor Chaveado*”. Esta topologia é considerada a precursora da proposta para desenvolvimento neste trabalho, sendo referenciada como “*Topologia Base*”.

2.2.1. Conversor Elevador *Boost* Padrão

O conversor *boost* padrão é o mais difundido dos conversores elevadores de tensão não-isolados, devido a sua simplicidade construtiva e de funcionamento. A Figura 1 ilustra a topologia.

O funcionamento é bastante simples. Considerando um regime permanente, quando a chave encontra-se fechada, a corrente no indutor L cresce linearmente. Neste instante, a carga R não é alimentada pela fonte de tensão $V_{Entrada}$, mas sim pelo capacitor C , através da energia armazenada anteriormente. Quando a chave é aberta, a energia armazenada no indutor e a proveniente da fonte são entregues à carga e também ao capacitor. Neste segundo instante, a corrente do indutor L decresce linearmente. Ao final do segundo instante, a chave volta para a fechar, reiniciando o ciclo (RASHID, 2008).

Porém, conforme mencionado anteriormente, o ganho estático é limitado a cinco na prática.

2.2.2. Conversor Elevador Multifase

A estrutura do conversor multifase é uma solução aplicável para elevação de tensão, derivada diretamente do conversor *boost* padrão. Fazendo uma comparação entre ambos, observa-se uma diminuição na ondulação da corrente de entrada e na ondulação da tensão de saída. Na Figura 11 é exibido um exemplo de conversor multifase (GULES, 2003).

A modularidade do sistema permite que linhas adicionais de componentes sejam agregadas ao circuito original, incrementando a potência do conversor. Ou então, pode-se dividir a potência planejada entre as múltiplas células, reduzindo-se assim o tamanho e capacidade dos componentes envolvidos. A distribuição de potência acarreta ainda na diminuição do estresse causado pela corrente em todos os componentes, em especial nas chaves, obtendo-se maiores eficiências (GULES

et al., 2008). Como efeitos adicionais, a dissipação térmica é melhorada, a resposta transitória torna-se mais rápida, e os harmônicos são amenizados (LI; HE, 2010).

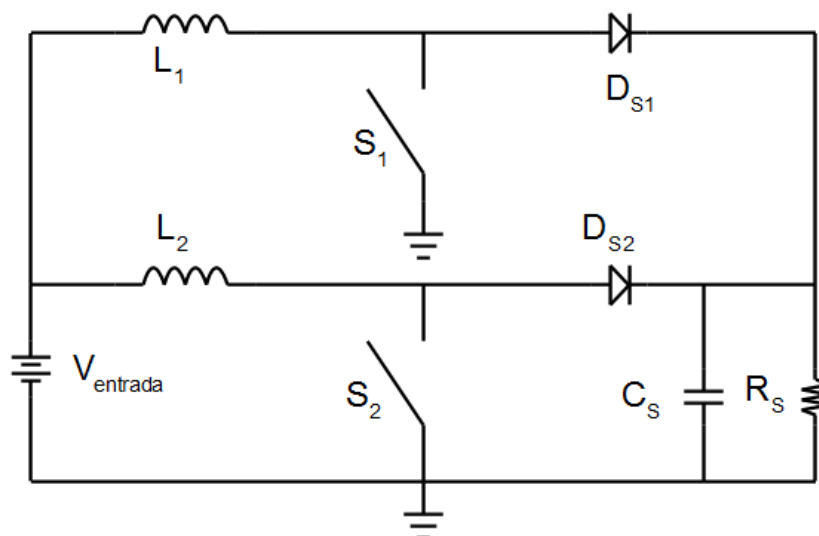


Figura 11 - Conversor multifase.

Fonte: Autoria própria.

Em um conversor multifase, o período de chaveamento compartilhado entre as células permite que a ondulação da corrente de entrada seja substancialmente diminuída. Como a potência e a frequência de chaveamento são divididas entre as células, os picos de corrente na tensão de entrada têm sua amplitude diminuída e sua frequência incrementada, diminuindo então a ondulação. Isto pode ser particularmente benéfico no dimensionamento de filtros de interferência eletromagnética, onde serão necessários menores valores de indutância e capacitância para compor os mesmos.

Entretanto, assim como no conversor *boost* padrão, mesmo sendo a razão cíclica alta (o que exige chaves com maiores capacidades), o ganho estático não é suficiente para a aplicação desejada. Ainda, a eficiência dos diodos D_{S1} e D_{S2} é comprometida devido à alta tensão de saída.

2.2.3. Conversor Elevador com Indutor Acoplado

Conforme Li e He (2010), a topologia básica do indutor acoplado consiste em um conversor *boost* modificado, na qual é adicionado um indutor extra, como é exibido na Figura 12.

De acordo com a relação de transformação existente, a tensão nos terminais do enrolamento secundário será elevada em relação ao enrolamento primário.

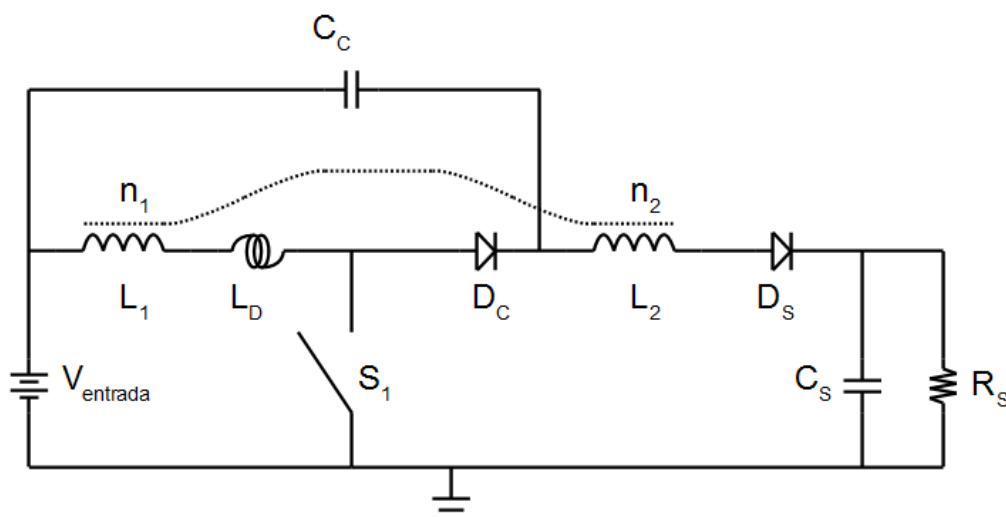


Figura 12 - Conversor *boost* com indutor acoplado.

Fonte: Adaptado de Li e He (2010).

A energia de dispersão é absorvida, e a tensão de desligamento no *MOSFET* é suprimida pelo capacitor C_c e o diodo D_c . Apesar da aparente simplicidade, e possibilidade de obtenção de alto ganho estático (através de uma elevada relação de transformação), o circuito opera em comutação dissipativa.

2.2.4. Conversor Elevador com Capacitor Chaveado

O capacitor também pode ser visto como outra fonte de tensão. Conforme exibido na Figura 13, a associação em série dos capacitores, juntamente com dois *MOSFETs* e um diodo, permitem a obtenção de altos ganhos estáticos.

O funcionamento se dá através do chaveamento encadeado dos capacitores, que acabam por acumular gradativamente a energia de um para o outro, até o último estágio de saída antes da carga.

Entretanto a complexidade do circuito de controle é bastante grande. Além disto, a regulação na saída é bastante comprometida devido ao fato de o circuito ser baseado nos degraus de energia fornecido por cada um dos capacitores.

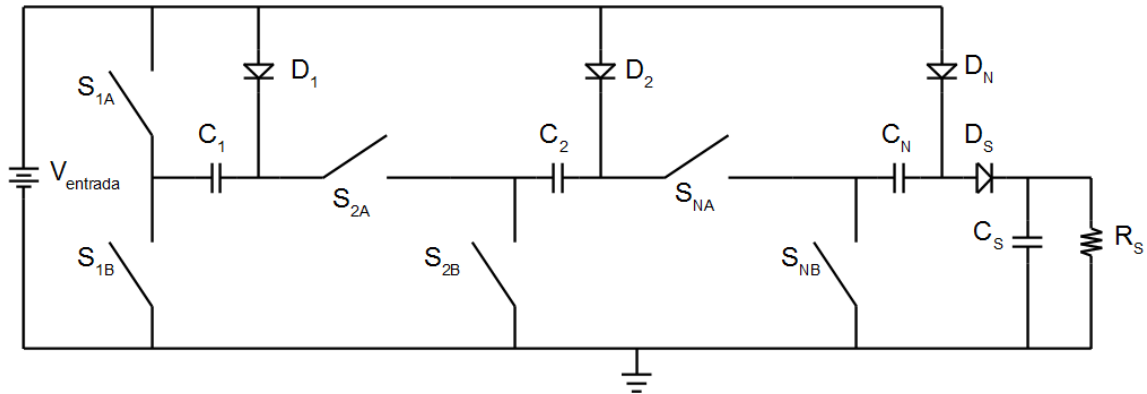


Figura 13 - Conversor boost com capacitor chaveado.

Fonte: Adaptado de Li e He (2010).

2.2.5. Conversor Elevador com Indutor Acoplado e Capacitor Chaveado

A estrutura híbrida, que contempla conceitos do capacitor chaveado e do indutor acoplado, é exibida na Figura 14.

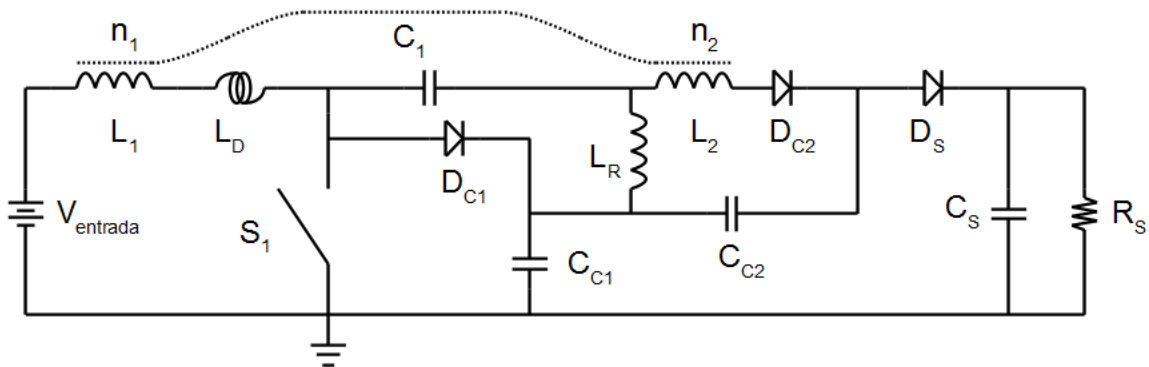


Figura 14 - Conversor de alto ganho estático com indutor acoplado e capacitor chaveado.

Fonte: Adaptado de Li e He (2010).

Conforme Wai e Duan (2005), esta estrutura é capaz de atingir níveis de eficiência superiores a 96,5% e reduzir o problema de recuperação reversa do diodo, através da reatância de dispersão do indutor acoplado. Além disto, o esforço sobre a chave é atenuado, e o ganho estático obtido é maior.

Entretanto, esta estrutura é limitada a pequenas potências, não sendo facilmente aplicável para a faixa de potência abordada neste estudo, que é de 500W.

2.2.6. Conversor Elevador Multifase com Capacitor Chaveado

Gules et al. (2008) definiu a estrutura do conversor *boost*, associado com o princípio da estrutura multifase e o capacitor chaveado, conforme exposto na Figura 15. A principal evolução em relação aos demais conversores é sua capacidade de potência.

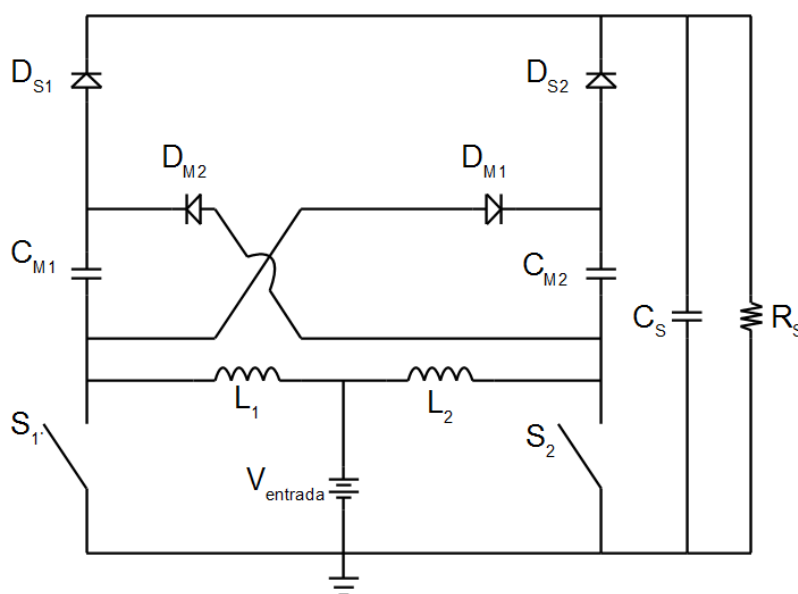


Figura 15 - Conversor elevador multifase com capacitor chaveado (topologia base).

Fonte: Adaptado de Gules et al, (2008).

É importante ressaltar, conforme dito anteriormente, que esta é a topologia base do desenvolvimento proposto neste trabalho.

O conversor desenvolvido por Gules et al. (2008) apresenta dois cenários bem definidos para sua operação, dependendo se está em condução contínua ou descontínua. A operação em modo contínuo apresenta quatro estágios, que serão detalhados a seguir. Para melhorar a eficiência, os autores utilizam um circuito *snubber*, que tem como objetivo diminuir as perdas no chaveamento e por recuperação reversa dos diodos. A topologia proposta neste trabalho diminuiu de forma intrínseca a presença destas situações (através da adição de diodos), de forma que comparações diretas entre as duas estruturas são válidas. Entretanto, análises específicas do comportamento do circuito *snubber* serão suprimidas, a título de objetividade.

2.2.6.1. Análise dos Estágios de Funcionamento

Considerando um estado já atingido de regime permanente, são feitas a seguir análises sobre o funcionamento do conversor em seus quatro estágios.

Durante o primeiro estágio de funcionamento, $[t_0, t_1]$, ambas as chaves encontram-se fechadas e os indutores são carregados de forma linear e idêntica. Todos os diodos estão bloqueados, conforme exibido na Figura 16.

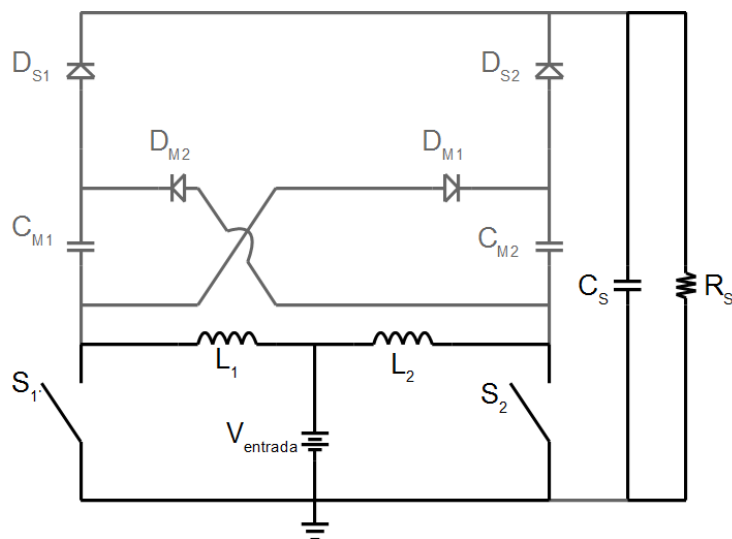


Figura 16 - Primeiro estágio de funcionamento da topologia base.

Fonte: Autoria própria.

No segundo estágio, compreendido entre $[t_1, t_2]$, a chave S_2 é aberta, e a energia armazenada no indutor L_2 é transferida ao capacitor de saída C_S , através do diodo D_{S2} e também ao capacitor multiplicador C_{M1} através do diodo D_{M2} , conforme exibido na Figura 17.

No terceiro estágio, compreendido entre $[t_2, t_3]$, a chave S_2 fecha, e os indutores L_1 e L_2 são carregados da mesma forma que no primeiro estágio, ainda representado pela Figura 16.

No último período de funcionamento, compreendido entre $[t_3, t_4]$, a chave S_1 é aberta, e a energia armazenada no indutor L_1 é transferida ao capacitor de saída C_S e também ao capacitor multiplicador C_{M2} . Este estágio de funcionamento é ilustrado através da Figura 18. Como o capacitor multiplicador C_{M1} foi carregado no segundo estágio, o diodo de saída D_{S1} será polarizado diretamente antes e apresentará uma corrente de pico maior do que o diodo multiplicador D_{M1} .

Entretanto, ambos os diodos apresentarão a mesma corrente média, conforme exibido na Figura 19.

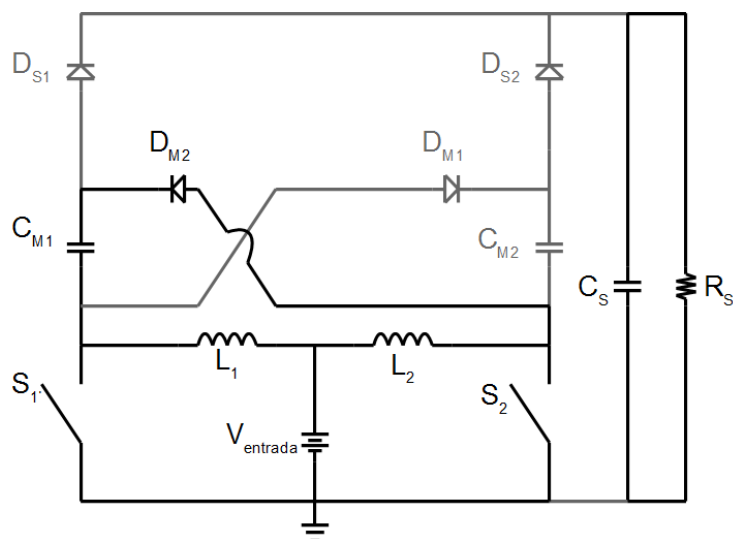


Figura 17 - Segundo estágio de funcionamento da topologia base.

Fonte: Autoria própria.

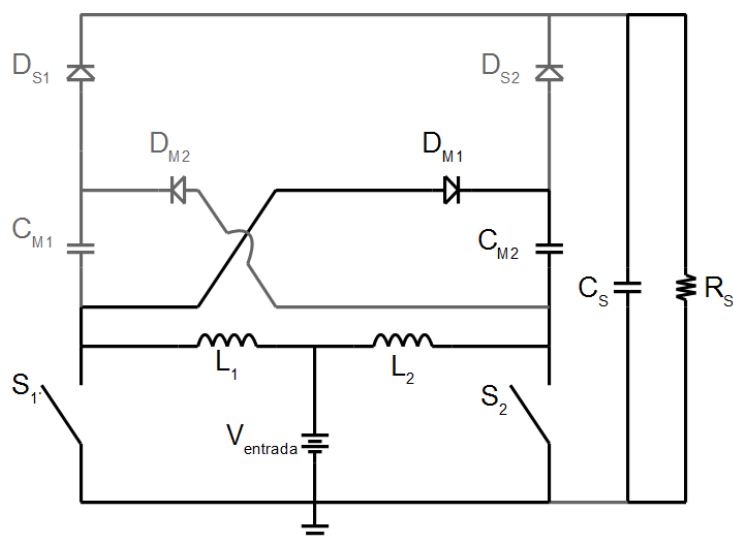


Figura 18 - Último estágio de funcionamento da topologia base.

Fonte: Autoria própria.

Através da Figura 19, é possível observar ainda que devido à estrutura multifase, o esforço de chaveamento existente sobre as chaves é repartido entre as mesmas. Esta conclusão fica evidente ao ser analisada a forma de corrente I_{S1} ou I_{S2} , onde se conclui que cada uma das chaves assume a carga referente a um indutor e um capacitor multiplicador, que é conectado através dos diodos D_{M1} e D_{M2} .

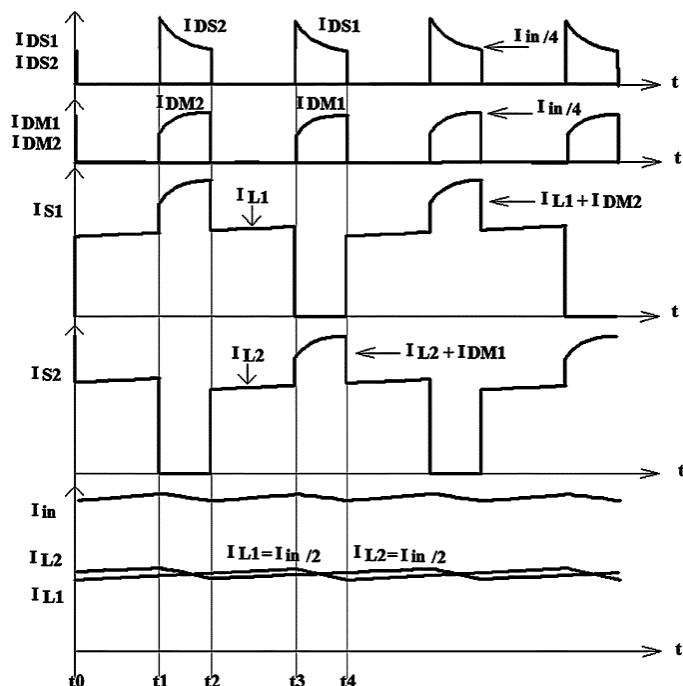


Figura 19 - Principais formas de onda existentes na topologia base.

Fonte: Gules et al. (2008).

2.2.6.2. Análise dos Resultados Experimentais

Na execução experimental, os autores conceberam dois protótipos, um com tensão de saída de 200V e o outro com tensão de saída de 300V. Ambos os protótipos continham o circuito *snubber*. Para a obtenção da tensão de saída mais elevada, um deles apresentava um estágio adicional de multiplicação, com diodos e capacitores multiplicadores extras.

Para uma tensão de saída de 300V, a Figura 20 exibe a tensão na chave e a tensão de saída. Aqui é possível observar a principal vantagem da estrutura multifase, que evita a exposição da chave ao mesmo nível de tensão da saída.

O grande diferencial, segundo Gules et al. (2008), remete a inserção de uma estrutura *snubber*, não dissipativa, afim de incrementar o rendimento. A função principal deste circuito é amenizar o impacto da corrente de recuperação reversa do diodo. De fato, conforme comprovado experimentalmente pelos autores, é possível obter um rendimento até 4% superior, conforme exibido na Figura 21.

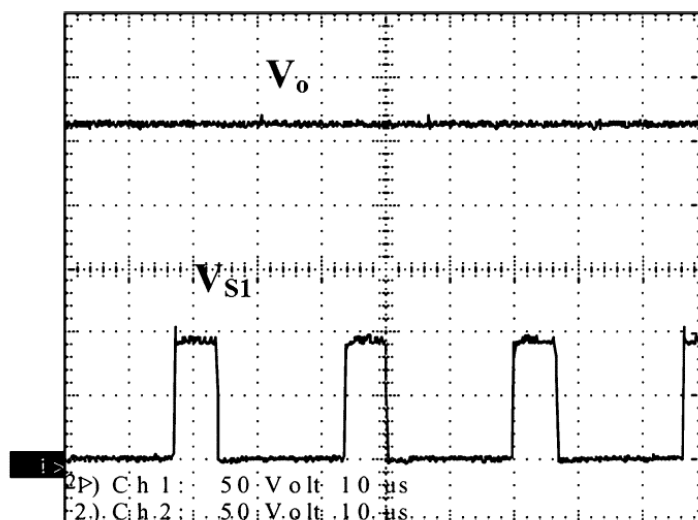


Figura 20 - Tensão de saída e na chave para a topologia base.

Fonte: Gules et al. (2008).

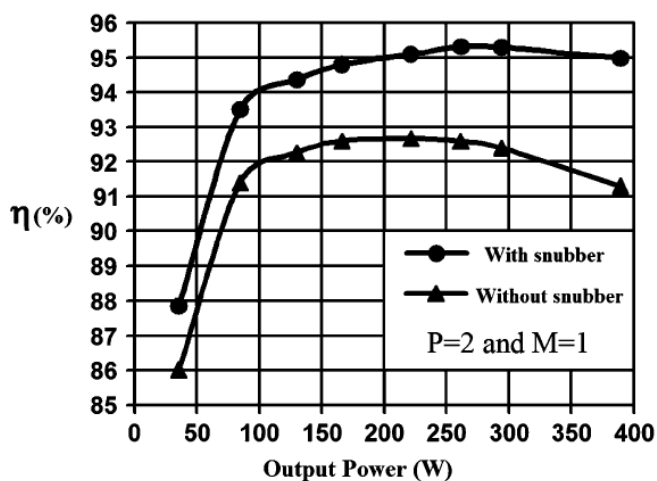


Figura 21 - Eficiência do protótipo desenvolvido com a topologia base.

Fonte: Gules, et al. (2008).

Na Figura 22, os autores explicitam as eficiências obtidas com os dois protótipos desenvolvidos e com diferentes níveis de tensão de saída.

Entretanto, este circuito apresenta a desvantagem de operar sob comutação dissipativa.

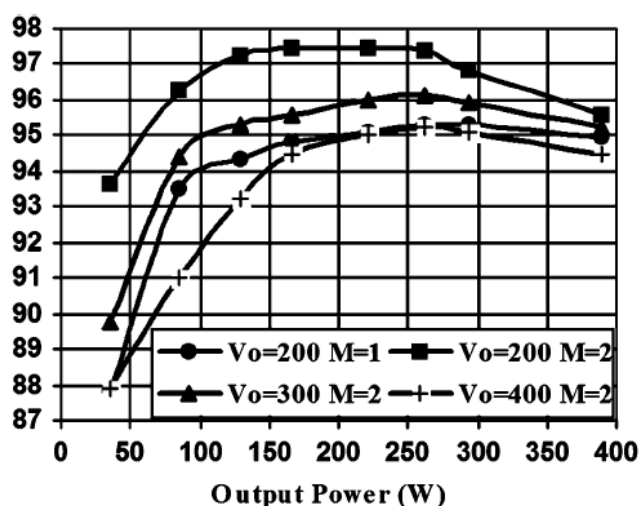


Figura 22 - Eficiências obtidas para a topologia base.

Fonte: Gules, et al. (2008).

2.2.7. Conversor Elevador Multifase com Capacitor Chaveado e Indutor Acoplado

O próximo passo no desenvolvimento dos conversores CC/CC elevadores é a utilização da tecnologia do indutor acoplado dentro da topologia base. Os indutores L_1 e L_2 , da podem ser integrados com enrolamentos secundários, obtendo-se fontes adicionais de tensão.

Além do incremento no ganho estático, a alteração resulta na melhoria da utilidade magnética dos indutores. Os mesmos, até então atuantes como elementos de filtro e condicionamento de energia, passam a interagir de forma correlacionada com partes independentes do circuito, fornecendo potência a pontos distintos (LI; HE, 2010).

A análise das novas interações do circuito, oriundas do incremento de utilização do indutor acoplado em conjunto com capacitores chaveados, ainda com estrutura modular (multifase) e diodos adicionais, constituem o escopo principal do presente trabalho.

3. TOPOLOGIA PROPOSTA

O conversor de alto ganho estático proposto neste trabalho, baseado nos princípios do acoplamento magnético, capacitor chaveado, e estrutura multifase, é ilustrado através da Figura 23.

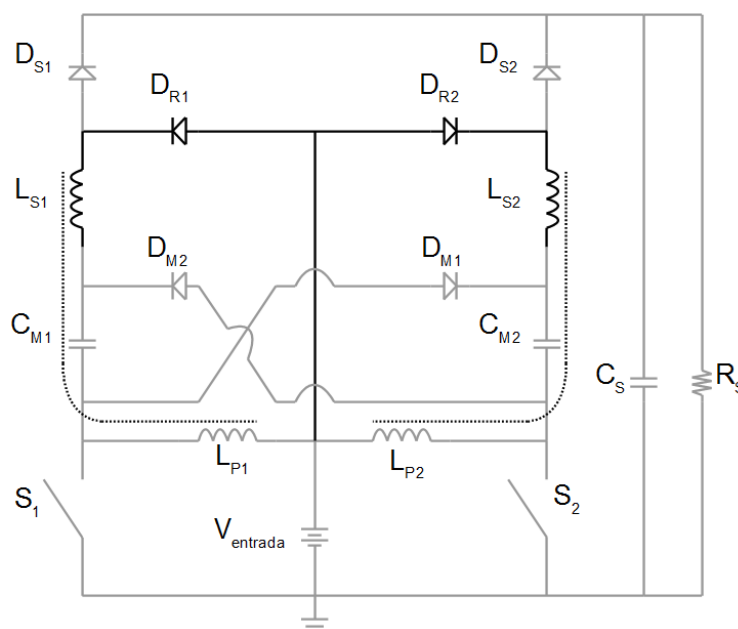


Figura 23 – Proposta de desenvolvimento.

Fonte: Autoria própria.

A estrutura é semelhante à apresentada por Gules et al. (2008). A diferença está na adição dos enrolamentos secundários aos indutores e na implementação de diodos de recuperação.

Os acoplamentos magnéticos têm o objetivo de elevar o ganho estático, através de uma relação de transformação definida entre as indutâncias primária e secundária. O enrolamento secundário é conectado no circuito de tal forma que seu descarregamento ocorre no mesmo período em que os capacitores multiplicadores fornecem sua tensão máxima, potencializando o ganho estático.

Os diodos de recuperação têm como objetivo incrementar o rendimento. Eles são responsáveis por fornecer à chave condições de comutação suave no acionamento. Seu funcionamento baseia-se no princípio do grampeamento. No momento em que a chave é acionada, a energia de dispersão do enrolamento, que seria descarregada sobre a própria chave (gerando aquecimento e diminuindo a eficiência) é recuperada e armazenada nos capacitores multiplicadores.

Em relação ao conversor boost clássico, a topologia apresenta ainda a vantagem da característica multifase. Potências maiores podem ser obtidas adicionando-se ramos adicionais ao circuito. A exploração da modularidade traz como benefício também a redução da ondulação na entrada, visto que a amplitude da corrente drenada é diminuída e sua frequência incrementada.

3.1. ESTÁGIOS DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento do conversor proposto apresenta oito estágios distintos de funcionamento, ilustrados pela Figura 25.

No primeiro estágio de funcionamento, (Figura 25.a) ambas as chaves encontram-se fechadas e os enrolamentos primários dos indutores são carregados. Todos os diodos estão bloqueados e a carga é alimentada pelo capacitor de saída C_S .

No segundo estágio (Figura 25.b) a chave S_2 é aberta e o indutor L_{P2} começa a se descarregar lentamente sobre seu enrolamento secundário, L_{S2} . Este enrolamento, juntamente com o capacitor multiplicador C_{M2} , fornece energia à carga e ao capacitor de saída (C_S) através do diodo de saída D_{S2} . Já o capacitor C_{M1} , recebe energia através de D_{M2} . Neste estágio, bem como no sexto, é que se define o ganho estático do conversor, conforme analisado na seção 3.2.1.

No período seguinte (Figura 25.c) o capacitor C_{M1} está completamente carregado, e portanto, não recebe mais energia. C_{M2} e L_{S2} continuam a descarregar sua energia na saída, através de D_{S2} . O enrolamento primário do outro acoplamento, denominado L_{P1} , continua a se carregar.

No quarto instante de funcionamento (Figura 25.d), a chave S_2 é fechada. O capacitor de saída C_S e a carga R_S não recebem mais energia do conversor, sendo que C_S alimenta a carga. A corrente de recuperação reversa do diodo D_{S2} permite que o D_{R2} seja polarizado, e recupere a energia de dispersão ao carregar C_{M2} e L_{S2} .

No próximo período (Figura 25.e), o circuito encontra-se novamente com as duas chaves acionadas, e o circuito carrega o indutor L_{P1} até seu valor máximo de energia. Todos os diodos estão bloqueados, e o capacitor C_S continua a alimentar a carga.

No sexto instante de funcionamento (Figura 25.f), a chave S_1 é aberta, e de forma análoga ao segundo período, C_{M2} é carregado através de D_{M1} . O indutor L_{P1}

começa a se descarregar lentamente sobre seu enrolamento secundário, L_{S1} , que juntamente com C_{M1} , fornecem energia à carga e ao capacitor de saída, respectivamente R_S e C_S .

No penúltimo instante de funcionamento, (Figura 25.g), o capacitor C_{M2} está completamente carregado, e D_{M1} não é mais polarizado. C_{M1} e L_{S1} continuam a alimentar a saída.

No oitavo período de funcionamento, (Figura 25.h), a chave S_1 é acionada e C_{M1} e L_{S1} recebem a energia de dispersão através de D_{R1} , enquanto C_S alimenta a carga R_S .

A Figura 24 ilustra as principais formas de onda de corrente encontradas no conversor.

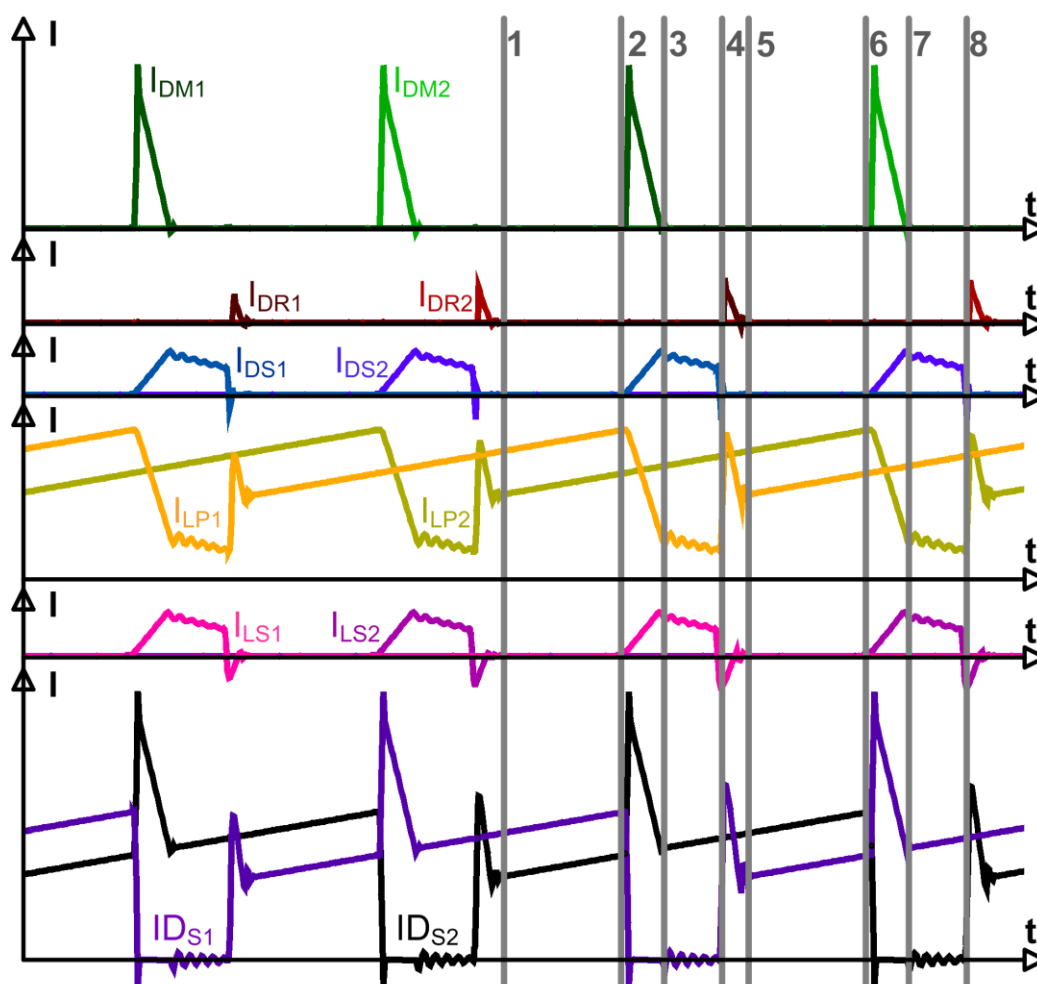
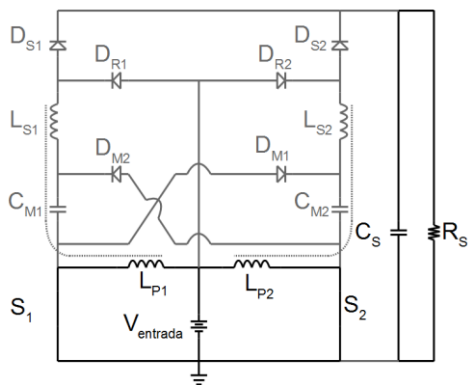
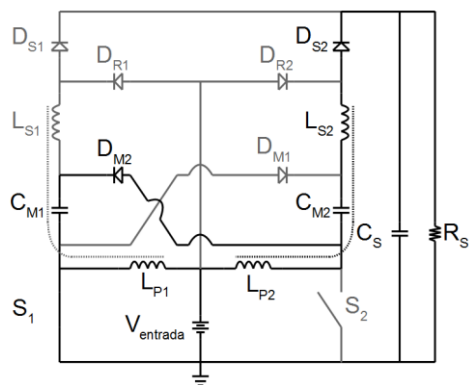


Figura 24 - Principais ondas de corrente da topologia proposta

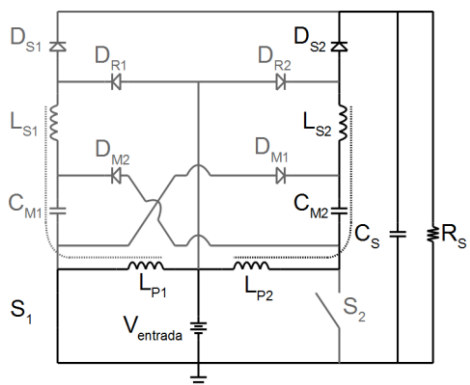
Fonte: Autoria Própria



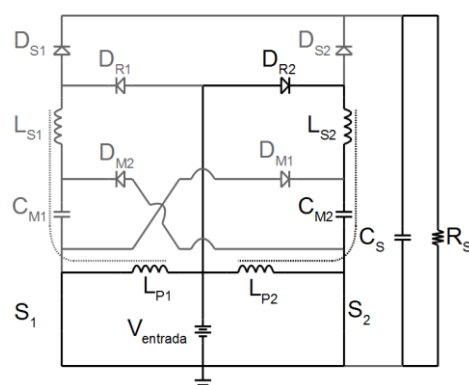
(a)



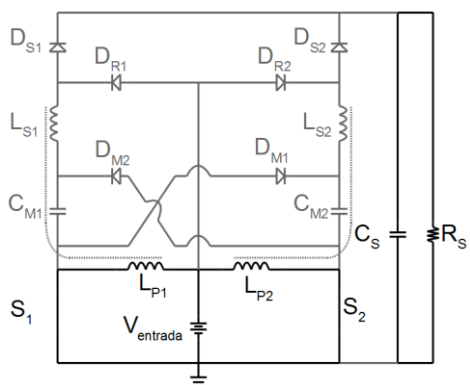
(b)



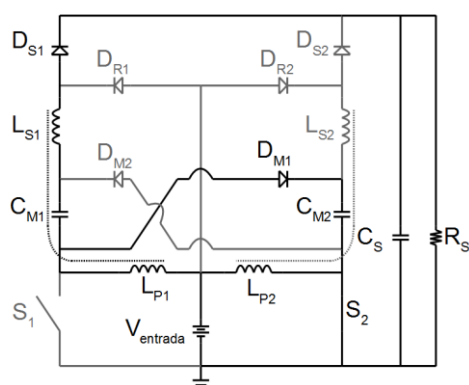
(c)



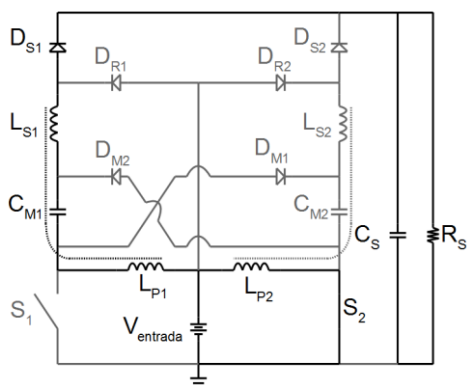
(d)



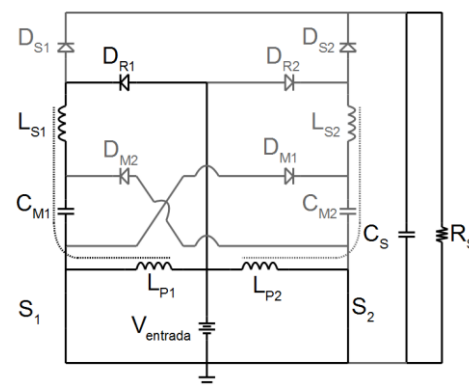
(e)



(f)



(g)



(h)

Figura 25 - Estágios de funcionamento da topologia proposta.

Fonte: Autoria própria.

3.2.EQUACIONAMENTOS

Os equacionamentos representam um ponto bastante singular no desenvolvimento do trabalho. Ao relatarmos matematicamente o funcionamento da topologia proposta, validamos a revisão teórica dos outros conversores, feita anteriormente, ao mesmo tempo em que servem de embasamento para as etapas seguintes.

É importante ressaltar que os desenvolvimentos apresentados para o cálculo do ganho estático, da tensão sobre a chave e sobre os diodos (itens 3.2.1, 3.2.2 e 3.2.3, respectivamente) levam em conta duas considerações:

- O segundo e o sexto estágios são definidos pelo descarregamento combinado dos estágios de indutor acoplado e capacitor multiplicador. Por esta razão, a definição do ganho estático e das tensões máximas são atreladas a estes instantes;
- O segundo e sexto estágios são, sob o ponto de vista funcional, idênticos. Diferenciam-se no fato de trabalharem, cada um, com uma das partes da estrutura multifase, em instantes diferentes. Desta forma, as análises ficarão restritas ao segundo estágio, de maneira a prezar pela objetividade.

3.2.1.Ganho Estático

A obtenção de um alto ganho estático é um dos objetivos definidos na seção 1.3.2. A criteriosa apresentação matemática do mesmo é, portanto, indispensável.

O circuito do conversor proposto pode ser reorganizado afim de uma melhor visualização. A Figura 26 auxilia nas interpretações a seguir. O circuito pode ser claramente dividido em três estruturas distintas: *A*, *B*, e *C*, conforme ilustrado.

O agrupamento *A* é equivalente a um conversor *boost* clássico, no estágio de carregamento de seu indutor. Como não apresenta efeitos contribuintes na obtenção do ganho estático, pode ser desprezado.

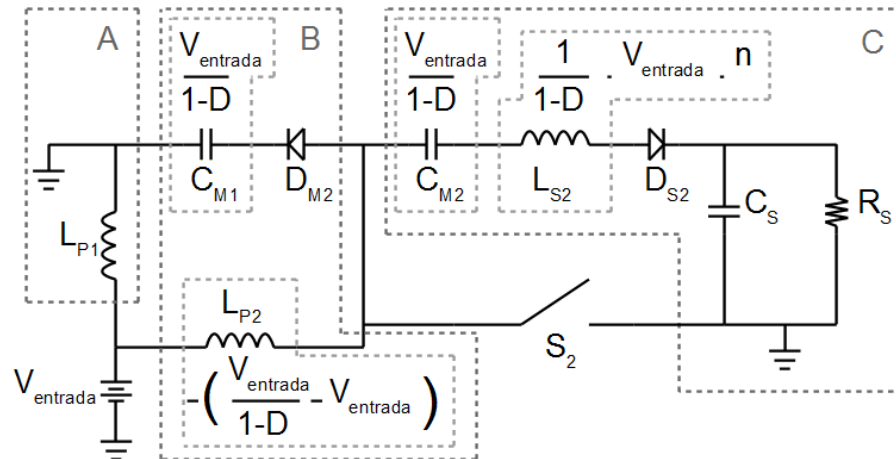


Figura 26 - Circuito equivalente do conversor proposto no segundo estágio.

Fonte: Autoria própria.

O grupo B pode também ser considerado como a topologia clássica, porém, no estágio de descarregamento do indutor, onde o capacitor está no grupo B, e a carga sendo constituída pelo grupo C. O valor da tensão em B segue a Equação (2), idêntica ao boost clássico.

$$V_B = \frac{V_{Entrada}}{1 - D} \quad (2)$$

Tem-se ainda que L_{P2} foi polarizado reversamente, e assim a tensão em seus terminais é equivalente ao valor negativo da diferença entre os capacitores multiplicadores, $V_{Entrada}/1-D$, e a tensão da entrada, $V_{Entrada}$.

De forma análoga, o grupo C apresenta a tensão sob o capacitor C_{M2} expresso também pela equação. Já a tensão em L_{S2} , contém o fator extra da relação de transformação entre os indutores conforme a Equação (3).

$$V_{LS2} = \frac{V_{entrada} \cdot N}{1 - D} \quad (3)$$

O valor do ganho estático final será a soma das contribuições individuais, conforme expresso pela Equação (4) e finalmente resultando na Equação (5).

$$V_{saída} = V_{Entrada} \cdot \left[\frac{2}{1-D} + \left(\frac{1}{1-D} - 1 \right) \cdot n \right]$$

(4)

$$V_{saída} = V_{Entrada} \cdot \left(\frac{2 + D \cdot n}{1 - D} \right)$$

(5)

Onde:

D: Razão cíclica do chaveamento;

N: Relação de transformação entre os enrolamentos.

A Figura 27 ilustra as curvas referentes ao ganho estático do circuito, descrevendo a influência entre a relação de transformação do acoplamento e a razão cíclica.

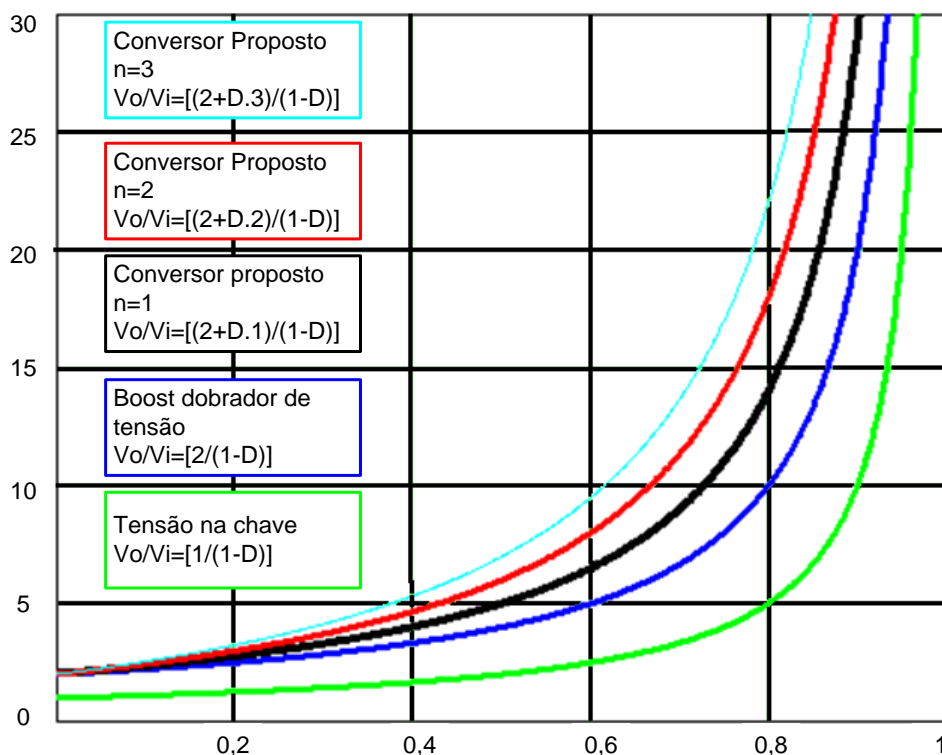


Figura 27 - Curvas do ganho estático.

Fonte: Autoria própria.

3.2.2. Tensão sobre a chave

A tensão sobre a chave é a mesma criada sobre o capacitor multiplicador, conforme exibido na Figura 26.

Desta forma, a tensão máxima sobre o *MOSFET* é definida pela forma da Equação (6).

$$V_S = V_{CMMáx} = \frac{V_{entrada}}{1 - D}$$

(6)

Onde:

V_S : Tensão na chave;

$V_{CMMáx}$: Tensão no capacitor multiplicador;

D : Razão Cíclica;

3.2.3. Tensão sobre os diodos

A tensão sobre os diodos é máxima quando estão polarizados reversamente, ou seja, quando não estão participando do fornecimento de corrente do circuito. De forma a facilitar a compreensão, os diodos reversamente polarizados são exibidos na Figura 28.

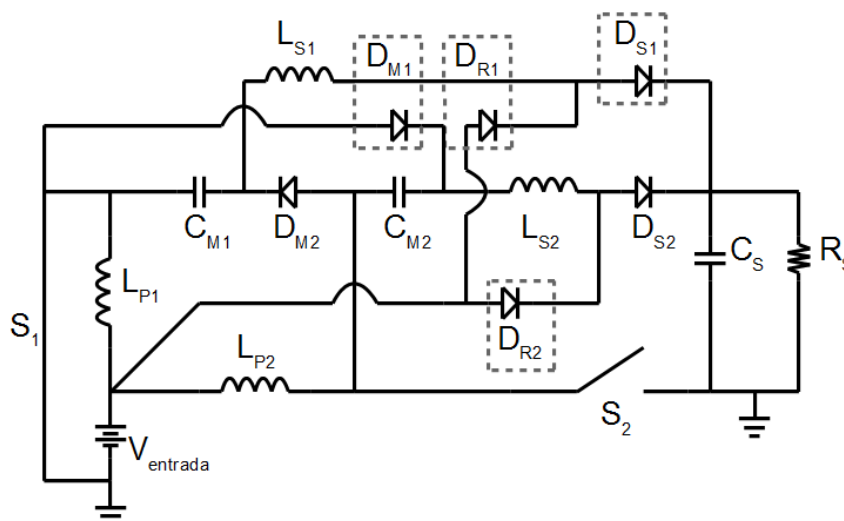


Figura 28 - Tensões sobre os diodos reversamente polarizados.

Fonte: Autoria própria.

Os diodos multiplicadores (neste caso, onde o segundo estágio é ilustrado, trata-se do diodo D_{M1}) são expostos aos dois capacitores multiplicadores em série. Conforme visto anteriormente, estes capacitores funcionam como o capacitor paralelo da saída do conversor *boost* padrão. Portanto, a tensão máxima para estes componentes é dada pela Equação (7).

$$V_{DM} = 2 \cdot \frac{V_{entrada}}{1 - D} \quad (7)$$

O diodo de saída, D_{S2} , está polarizado diretamente. Portanto, a tensão positiva aplicada sobre D_{S1} pode ser considerada igual à aplicada sobre D_{R2} , que tem a tensão de seu ponto negativo definido por $V_{entrada}$. D_{S1} pode também ser considerado como conectado a fonte, visto que D_{R1} está polarizado reversamente com tensão mínima.

Desta forma, a tensão sobre os diodos de recuperação (V_{DR}) e de saída (V_{DS}) é equivalente à Equação (8).

$$V_{DS} = V_{DR} = V_{saída} - V_{entrada} \quad (8)$$

Substituindo V_S pela Equação (5) do ganho estático, obtêm-se a Equação (9), e após alguns passos e simplificações, chega-se a Equação (10).

$$V_{DS} = V_{DR} = V_{entrada} \cdot \frac{2 + D}{1 - D} - V_{entrada} \quad (9)$$

$$V_{DS} = V_{DR} = 1 + \frac{(1 + n) \cdot D}{1 - D} \quad (10)$$

3.2.4. Corrente média nos indutores

Como a fonte é conectada aos dois enrolamentos primários dos indutores, sua corrente é dividida entre ambos, ou seja, como mostra a Equação (11).

$$I_{lmed} = \frac{I_{entrada}}{2} \quad (11)$$

3.2.5. Corrente média e eficaz nas chaves

A corrente média sobre as chaves deve apresentar uma característica semelhante à dos indutores, adicionando-se apenas picos rápidos devido ao carregamento dos capacitores de multiplicação.

Ainda assim, uma boa aproximação para estas correntes pode ser feita através da Equação (12).

$$I_{Smed} = I_{entrada} \cdot \frac{D}{2} \quad (12)$$

A corrente eficaz, por sua vez, pode ser expressa pela Equação (13).

$$I_{Srms} = I_{entrada} \cdot \frac{\sqrt{D}}{2} \quad (13)$$

3.2.6. Corrente nos diodos

Os diodos de saída e multiplicação apresentam a mesma corrente, conforme pode ser verificado na Figura 26. Como a corrente é dividida na estrutura multifase, a corrente em cada um dos mesmos é a metade da corrente de saída. Assim tem-se a Equação (14).

$$I_{DS} = I_{DM} = I_{Saída}/2$$

(14)

Os diodos de recuperação reversa não apresentam valores significativos de corrente que justifiquem o desenvolvimento matemático.

3.2.7. Indutâncias

Considerando uma variação linear na corrente de um indutor, e que o valor da tensão é igual ao valor da fonte, é possível calcular o valor da indutância através da Equação (15).

$$L = V_{Entrada} \cdot \frac{\Delta T}{\Delta I}$$

(15)

Onde:

$V_{Entrada}$ = Tensão de entrada;

ΔT = Período ativo de chaveamento dos MOSFETs;

ΔI = Variação da corrente;

Porém, ΔT pode ser expresso pela Equação (16):

$$\Delta T = D \cdot T$$

(16)

Onde:

D = Razão cíclica;

T = Tempo ativo;

O que permite escrever a Equação (17):

$$L = \frac{V_{Entrada} \cdot D \cdot T}{\Delta I} = \frac{V_{Entrada} \cdot D}{\Delta I \cdot F} \quad (17)$$

A Equação (17) é bastante utilizada no equacionamento de indutores de filtro, onde a ondulação da corrente, ΔI , é o parâmetro definido.

Entretanto, o critério não pode ser aplicado a estruturas que utilizam o acoplamento de indutores, onde a variação de corrente é bem maior. Assim, um critério bastante suficiente para a definição matemática do indutor é o da potência de condução crítica.

A característica principal da corrente de um indutor, quando exposto a um ciclo de carregamento/descarregamento é de ter o seu formato semelhante ao de uma onda triangular, conforme exibido na Figura 29. A inclinação da rampa de subida ou descida é definida pela indutância e frequência envolvidas.

Na condução crítica, é possível afirmar que a variação de corrente ΔI é igual à corrente de entrada $I_{Entrada}$, pois não há valor contínuo de corrente a ser considerado.

Assim, ΔI é igual a corrente de entrada $I_{Entrada}$. E então, das equações (17) e do ganho estático, (5), pode-se escrever a equação (18). Sucessivamente, após junções e simplificações, têm-se as etapas das equações (19), (20) e (21).

$$I_{Entrada} = \frac{V_{Entrada} \cdot D}{L \cdot F} \quad (18)$$

$$I_{saída} \cdot \frac{2 + D \cdot n}{1 - D} = \frac{V_{entrada} \cdot D}{L \cdot F} \quad (19)$$

$$V_{Entrada} \cdot \left(I_{saída} \cdot \frac{2 + D \cdot n}{1 - D} \right) = \left(\frac{V_{entrada} \cdot D}{L \cdot F} \right) \cdot V_{Entrada} \quad (20)$$

$$I_{saída} \cdot V_{saída} = \frac{V_{entrada}^2 \cdot D}{L \cdot F} \quad (21)$$

E, por fim, há a equação (22), onde $P_{saída_{CC}}$ equivale à potência de saída para condução crítica.

$$P_{saída_{CC}} = \frac{V_{entrada}^2 \cdot D}{L \cdot F} \quad (22)$$

Ou seja, a potência de condução crítica representa o valor no qual o circuito estará operando no limiar entre condução contínua e descontínua. Diferentemente do critério da variação de corrente ΔI , mostrado na Figura 29, esta pode, sem nenhum prejuízo, ser determinada de acordo com a expectativa do projetista, incluindo fatores como estabilidade e regulação de saída.

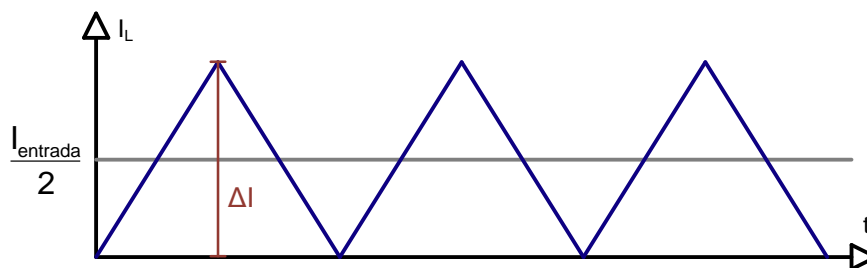


Figura 29 - Formato de onda de corrente em um indutor com condução crítica.

Fonte: Autoria própria.

A partir do momento em que a potência crítica foi definida, a indutância mínima do circuito é definida.

Caso o dimensionamento envolva um acoplamento magnético, é possível utilizar a Equação (22) para calcular o valor da indutância primária, e sabendo da relação de transformação, determinar a indutância secundária a partir da Equação (23).

$$n = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}}$$

(23)

Onde:

n: Relação de transformação;

L_P : Indutância no enrolamento primário;

L_S : Indutância no enrolamento secundário;

3.2.8. Capacitâncias de multiplicação

A capacitância (C) é definida através da equação (24).

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}$$

(24)

Onde:

ΔQ = Carga do capacitor, em Coulombs/

ΔV = Variação de tensão

A variação de tensão é um critério de projeto, determinado de acordo com a ondulação permitida no funcionamento do circuito.

Já a definição de ΔQ pode ser obtida através do cálculo da área da corrente do capacitor ao longo do tempo. O perfil aproximado da corrente nos capacitores multiplicadores é exibido na Figura 30.

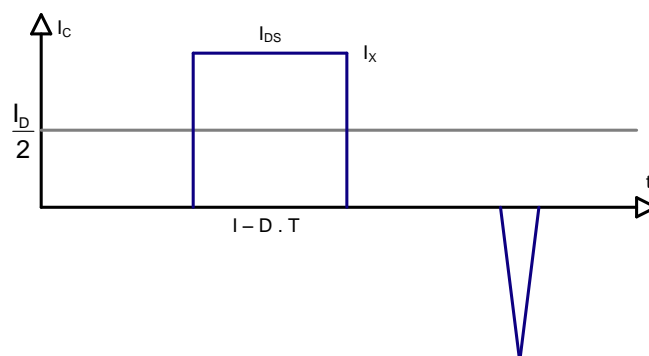


Figura 30 - Forma de onda da corrente nos capacitores multiplicadores.

Fonte: Autoria própria.

A área da figura formada por I_X e $(1-D) \cdot T$ pode ser aproximada por um polígono retangular. A área deste retângulo deve ser igual à metade da corrente de saída, $I_{saída}$. Assim obtêm-se a Equação (26), oriunda da (25).

$$\frac{I_{saída}}{2} = \frac{I_X \cdot (1 - D) \cdot T}{T} \quad (25)$$

$$I_X = \frac{I_{saída}}{2} \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (26)$$

Portanto, têm-se as equações (27) e (28), que resultam em (29).

$$\Delta Q = I_X \cdot (1 - D) \cdot T \quad (27)$$

$$\Delta Q = \frac{I_{saída}}{2} \cdot \frac{1}{(1 - D)} \cdot T \cdot (1 - D) \quad (28)$$

$$\Delta Q = \frac{I_{saída}}{2} \cdot T \quad (29)$$

O que permite escrever a Equação (30)

$$C = \frac{I_{saída}}{2 \cdot f \cdot \Delta V} \quad (30)$$

Onde:

F: Frequência de operação;

ΔV = Variação de tensão

3.3.PRÉ-PROJETO: DEFINIÇÕES DE PARÂMETROS

3.3.1.Premissas Iniciais

O ponto de partida no desenvolvimento do protótipo são as seguintes premissas:

- Potência = 200W;
- Tensão de entrada = 24V;
- Relação de transformação no acoplamento = 2;
- Frequência de funcionamento = 33,3kHz.
- Razão cíclica na potência nominal = 0,8

As definições a seguir tratarão das informações mínimas necessárias para a execução da simulação. Após a conclusão da simulação e sua análise, as definições aqui apresentadas serão aproximadas com as características físicas de componentes existentes no mercado, definindo-os para a construção do protótipo.

3.3.2.Ganho Estático e Tensão de Saída

Com os dados das premissas iniciais, é possível calcular o ganho estático e a tensão de saída através da Equação (5)

$$V_{Saída} = V_{Entrada} \left(\frac{2 + D \cdot n}{1 - D} \right) = 24 \left(\frac{2 + 0,8 \cdot 2}{1 - 0,8} \right) = 432V$$

Ou seja,

$$G = \frac{V_{Saída}}{V_{Entrada}} = \frac{432}{24} = 18$$

Onde:

G: Ganho estático

3.3.3. Chaves de potência

A corrente de entrada pode ser calculada pela relação entre a potência e a tensão de entrada, isto é, $200W/24V = 8,33A$. Desta forma, a corrente média e eficaz nas chaves podem ser calculadas através das equações (12) e (13).

$$I_{Smed} = I_{entrada} \cdot \frac{D}{2} = 8,33 \cdot \frac{0,8}{2} = 3,33$$

$$I_{Srms} = I_{entrada} \cdot \frac{\sqrt{D}}{2} = 8,33 \cdot \frac{\sqrt{0,8}}{2} = 3,72A$$

A tensão sobre a chave pode ser calculada através da Equação (6) expressa em 3.2.2.

$$V_S = \frac{V_{Entrada}}{1 - D} = \frac{24}{1 - 0,8} = 120V$$

De acordo com os desenvolvimentos feitos até então, a chave ficará exposta ao valor de 3,72A, e 120V. Estes parâmetros definem o mínimo necessário da chave a ser escolhida.

3.3.4. Indutores

O conceito da potência de condução crítica foi explorado em 3.2.7. A potência de condução crítica é estabelecida em 75W, o que através da Equação (22) permite definir o valor da indutância primária, L_P :

$$P_{saída_{CC}} = \frac{V_{entrada}^2 \cdot D}{L_P \cdot F} = \frac{24^2 \cdot 0,8}{L_P \cdot 33,3k} = 75$$

Assim,

$$L_P = \frac{24^2 \cdot 0,8}{75 \cdot 33,3k} = 205\mu H$$

Como a relação de transformação é $n=2$, é possível calcular a indutância dos enrolamentos secundários através da Equação (23).

$$n = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} = \sqrt{\frac{200\mu H}{L_S}} = 2$$

$$L_S = \frac{200\mu H}{2^2} = 800\mu H$$

Cada indutor recebe metade da corrente de entrada. Como a potência é de 200W, e a entrada em 24V, a corrente drenada da fonte é de $200/24 = 8,33A$. Ou seja, cada indutor trabalha com 4,16A.

3.3.5. Capacitores

A corrente de saída, que influi diretamente no dimensionamento dos capacitores, pode ser obtida através da utilização da relação entre o ganho estático e a corrente de entrada, isto é, a corrente de saída equivale a $8,33A/18 = 0,46A$.

Conforme definido na Equação (30), em 3.2.8, a capacitância de multiplicação, considerando uma variação de 2,5V, pode ser definida através de:

$$C = \frac{I_{Saída}}{2 \cdot f \cdot \Delta V} = \frac{0,46}{2 \cdot 33,33k \cdot 2,5} = 2,76\mu F$$

Para efeitos práticos, a capacitância considerada é de 3 μ F.

A tensão máxima dos capacitores é a mesma sobre as chaves, e é definida Equação (6).

$$V_{CMMáx} = \frac{2 \cdot V_{Entrada}}{1 - D} = \frac{2 \cdot 24}{1 - 0,8} = 240V$$

3.3.6. Diodos

Os diodos expostos as maiores tensões são os de saída e os de recuperação reversa, conforme exposto em 3.2.3. Usando a Equação (8), é possível calcular:

$$V_{DS} = V_{DR} = V_{saída} - V_{entrada} = 432 - 24 = 408V;$$

A corrente nos mesmos pode ser calculada através da Equação (14).

$$I_{DS} = I_{DM} = I_{saída}/2 = 0,46/2 = 0,23A$$

Ou seja, o parâmetro preponderante para os diodos é a tensão.

3.3.7. Controle

Para o correto funcionamento do circuito, é necessário um circuito de controle capaz de comandar de forma defasada as duas chaves, e ter uma razão cíclica compreendida entre 0 e 0,85 (o circuito opera em potência nominal já quando a razão for 0,8, entretanto, é de interesse uma margem para testes adicionais).

O controle executado será em malha aberta, ou seja, não há sinal de retorno com leituras de tensão ou corrente do circuito, portanto sua saída não é regulada.

Dada a individualidade de cada microcontrolador, o mesmo é definido nesta etapa. O microcontrolador a ser utilizado será o dsPIC33FJ12MC202, da fabricante MICROCHIP. Este componente é capaz de gerar dois pulsos modulados por largura, ou *PWM*, defasados de 180 graus entre si, utilizando como referência para a atualização da razão cíclica a leitura de um valor externo de tensão.

Em relação ao driver, utilizado para amplificar o sinal de saída do microcontrolador e acionar as chaves, será definido na seção 3.5.5.

3.3.8. Resumo das definições preliminares

A tabela 1 exibe um resumo das definições preliminares feitas até então, que servirão de base para alimentar o ambiente de simulação do circuito.

| Descrição | Valor [Unidade] |
|--------------------------------|------------------------|
| Potência | 200 [W] |
| Razão Cíclica em $P_{Nominal}$ | 0,8 [-] |
| Tensão de entrada | 24 [V] |
| Tensão de Saída | 432 [V] |
| Frequência de funcionamento | 33,3 [kHz] |
| Corrente de entrada na fonte | 8,33 [A] |
| Corrente de saída na carga | 0,46 [A] |

| | |
|-------------------------------|------------------|
| Capacitância de Multiplicação | 3 [μ F] |
| Indutâncias Primárias | 200 [μ H] |
| Indutâncias Secundárias | 800 [μ H] |
| Microcontrolador | DsPIC33FJ12MC202 |

Tabela 1 - Resumo das definições preliminares.

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 2 exibe um resumo dos esforços nos componentes.

| Componente | Pré-Projeto | |
|-----------------------------|---------------------------------|------------------------|
| | Corrente (A) | Tensão (V) |
| Chave de potência | 3,33A (médio) 3,72A (eficaz) | 120V |
| Diodos (Máximos) | 0,23A (médio) | 408V |
| Indutores | 4,16 (médio) | Definido pela corrente |
| Capacitores Multiplicadores | 0,46A (médio) | 240V |

Tabela 2 - Resumo dos esforços nos componentes.

Fonte: Autoria própria.

3.4. SIMULAÇÃO

Tão importante quanto a etapa de projeto do circuito é a simulação do mesmo. Faz-se necessária a utilização de um programa adequado, que consiga reproduzir as características semelhantes as da realidade, e permita o estudo adequado de valores de tensão, corrente, frequência e potência obtidos em diversos pontos e componentes com relação ao tempo, além de uma boa visualização gráfica tanto da disposição esquemática física quanto dos valores obtidos. Para tanto, optou-se pela utilização do software *PSpice Schematics*, que possibilitou fácil acesso e manuseio destas informações.

Todas as formas de onda obtidas são consideradas em regime de funcionamento permanente. Em termos práticos, isso representa que o período de

tempo analisado é a partir de 30ms. Como o período definido em 3.3.1 é de 30 μ s, definiu-se o tempo final como 30,03ms, permitindo que todo o funcionamento seja analisado.

O raciocínio adotado anteriormente é novamente empregado nesta seção. A estrutura multifase apresenta comportamento idêntico em ambas as suas fases, sendo, portanto, a análise em apenas uma delas objetiva e suficiente. Como efeito informativo, cabe dizer que como as duas estruturas estão defasadas em 180°, caso a outra fase fosse analisada os formatos de onda seriam os mesmos, apenas deslocados de 15 μ s.

O circuito simulado pode ser verificado na Figura 31.

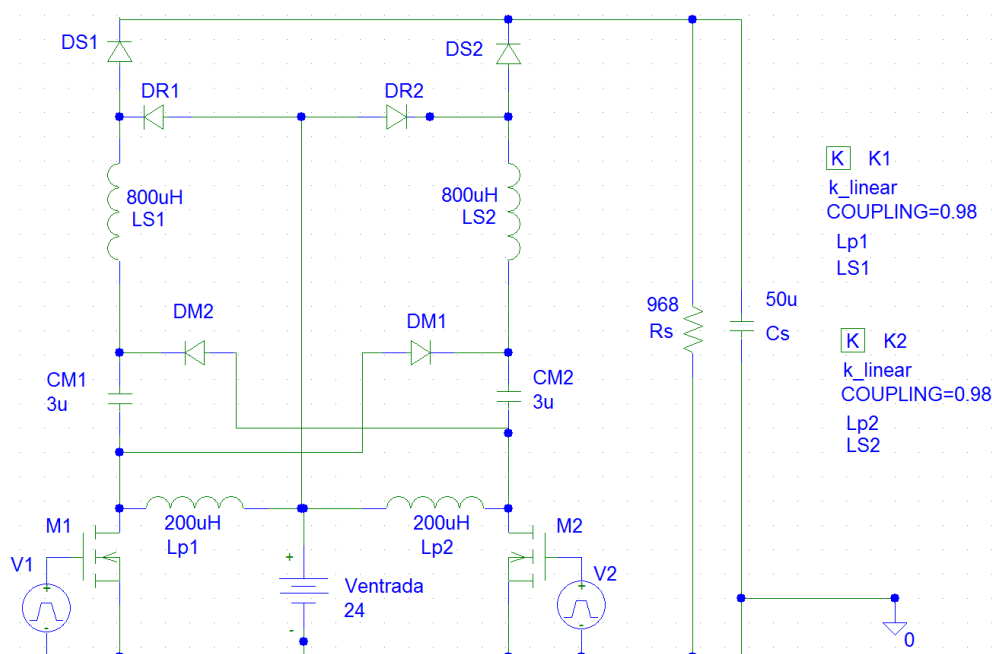


Figura 31 - Circuito utilizado na simulação.

Fonte: Autoria própria.

3.4.1. Formas de onda das correntes dos diodos

A Figura 32 exibe as formas de onda sobre os diodos de multiplicação, recuperação e de saída, respectivamente tratados como D_{M2} (verde), D_{R2} (vermelho) e D_{S2} (azul).

Os diodos D_{M2} e D_{S2} começam a conduzir energia praticamente simultaneamente, este momento marca o início do segundo estágio. Poucos instantes antes disso, a chave S_2 foi aberta.. Nota-se que a curva de D_{M2} apresenta

uma subida abrupta até aproximadamente 6A, seguida de uma queda acentuada, devido ao carregamento do capacitor C_{M1} .

O diodo D_{S2} apresenta um pico menor e mais suave de elevação de corrente, até aproximadamente 1,8A. No instante em que o capacitor C_{M1} é totalmente carregado, a corrente em D_{S2} começa a cair de forma oscilante, caracterizando o terceiro estágio.

A corrente em D_{S2} , então, apresenta uma queda brusca, devido ao acionamento da chave S_2 , caracterizando o quarto estágio. Esta corrente, de recuperação reversa, permite a polarização do diodo de recuperação D_{R2} , recuperando a energia de dispersão do acoplamento. Quando toda a energia foi recuperada, o circuito entra no quinto estágio, de carregamento dos indutores e o ciclo se repete.

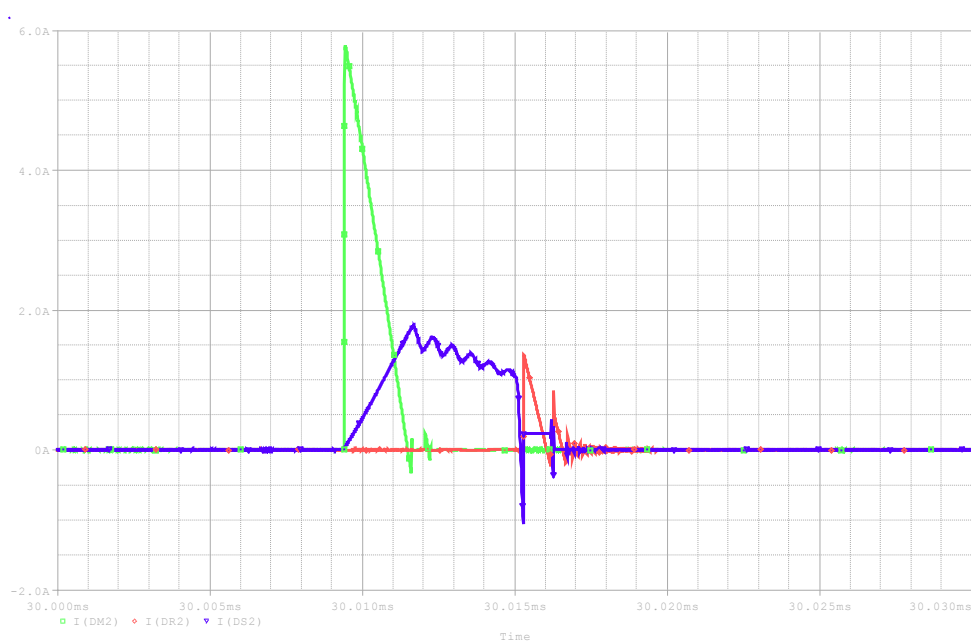


Figura 32 - Formas de onda simuladas dos diodos.

Fonte: Autoria própria.

3.4.2. Formas de ondas das correntes dos indutores

Conforme definido em 3.3 o circuito funciona em condução contínua. A Figura 33 ilustra como a corrente no primário do acoplamento, I_{LP2} , (em verde) tem o seu valor diferente de zero em todos os instantes de funcionamento. A onda começa com uma rampa de carregamento, até o valor de pico de aproximadamente 6A. Neste instante, L_{P2} é desconectado da fonte, (segundo estágio) e sua energia começa a ser transferida ao secundário L_{S2} (em vermelho), juntamente com o

carregamento do capacitor. De forma análoga à D_{M2} na Figura 32, quando o capacitor termina de se carregar, o indutor L_{S2} atinge seu carregamento máximo e começa a descarregar, definindo o terceiro estágio. Durante este estágio, o acoplamento oscila com uma troca de correntes e atingem o próximo estágio de funcionamento quando a chave é novamente acionada. A conexão do indutor com a fonte resulta numa variação abrupta de 4,5A, gerando os picos de corrente demonstrados, que por fim, geram a corrente de recuperação reversa do diodo D_{S2} , e corrente polarização do diodo D_{R2} .

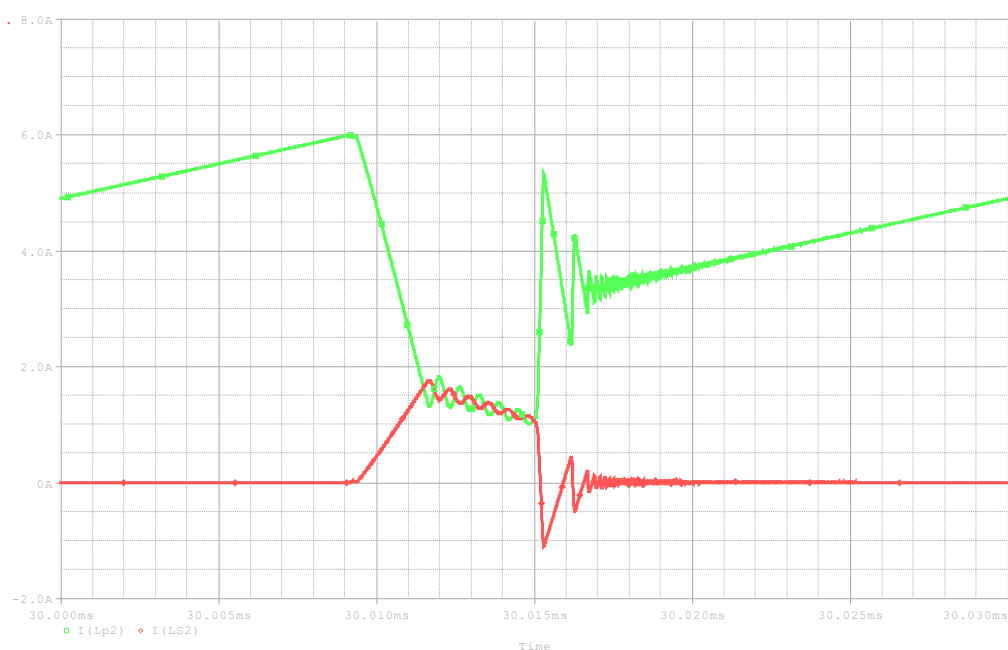


Figura 33 - Formas de onda simuladas dos indutores.

Fonte: Autoria própria.

3.4.3. Forma de onda da corrente na entrada

A análise da corrente de entrada é importante para o estudo de impacto da ondulação no dispositivo cedente de energia, ou seja, uma fonte renovável de energia. As células a combustível, por exemplo, têm sua tensão de saída bastante afetada por variações na corrente, conforme ilustrado na Figura 4.

Pode-se observar, na Figura 34, que para a potência definida de 200W existem variações de aproximadamente 6A. É válido o comentário de, dependendo a aplicação, é interessante analisar a necessidade da adoção de um capacitor na entrada, para que estas ondulações sejam atenuadas.

3.4.4. Formas de onda da tensão na saída e na chave

Um dos avanços esperados na topologia proposta é o fato de que a chave, diferentemente da topologia *boost* clássica, não fica exposta ao mesmo valor de tensão daquele existente na saída. Permite que chaves menos robustas sejam utilizadas, que por consequência, têm um valor mais baixo para a resistência de condução e apresentam perdas intrínsecas menores. Em uma topologia caracterizada pelo alto ganho estático, este é um quesito de alta relevância. Na Figura 35 é possível observar a diferença entre as tensões na chave e na saída.

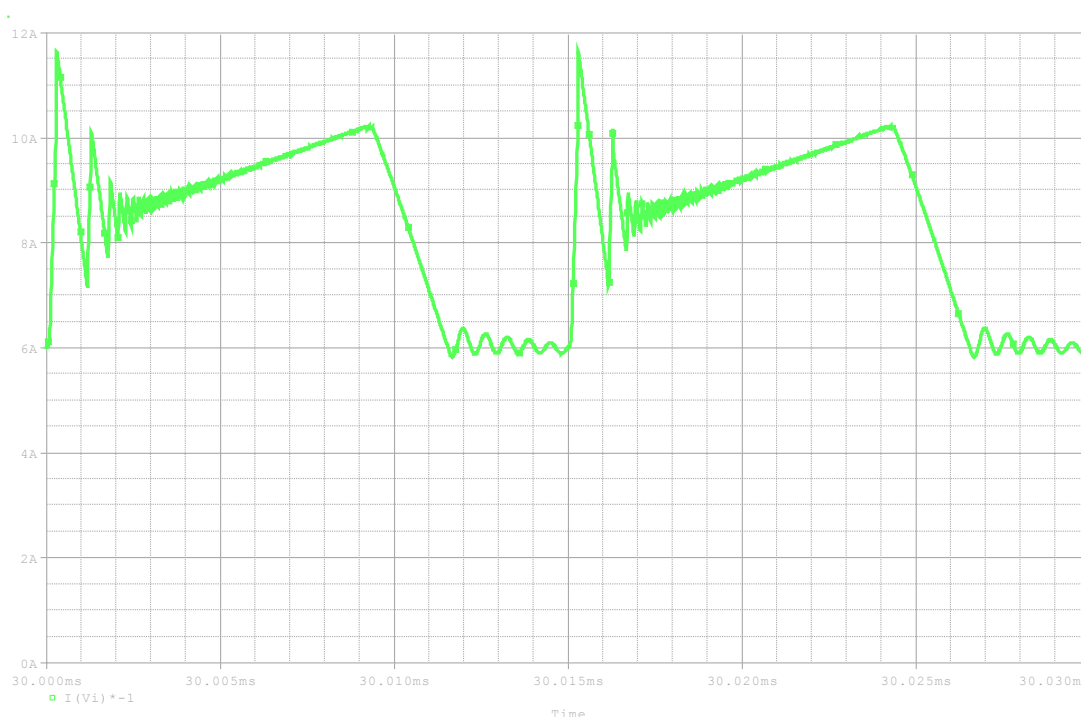


Figura 34 - Forma de onda simulada da corrente na entrada.

Fonte: Autoria própria.

Mesmo isolada da alta tensão da saída, a chave poderia ainda sofrer pela ação da comutação das grandes cargas indutivas às quais é associada. Entretanto, os diodos de recuperação reversa impedem esta exposição, de acordo com a análise feita em 3.4.1 e 3.4.2. Por fim, observa-se que a tensão máxima na saída tem valor de 440V, enquanto na chave a tensão é de apenas 130V.

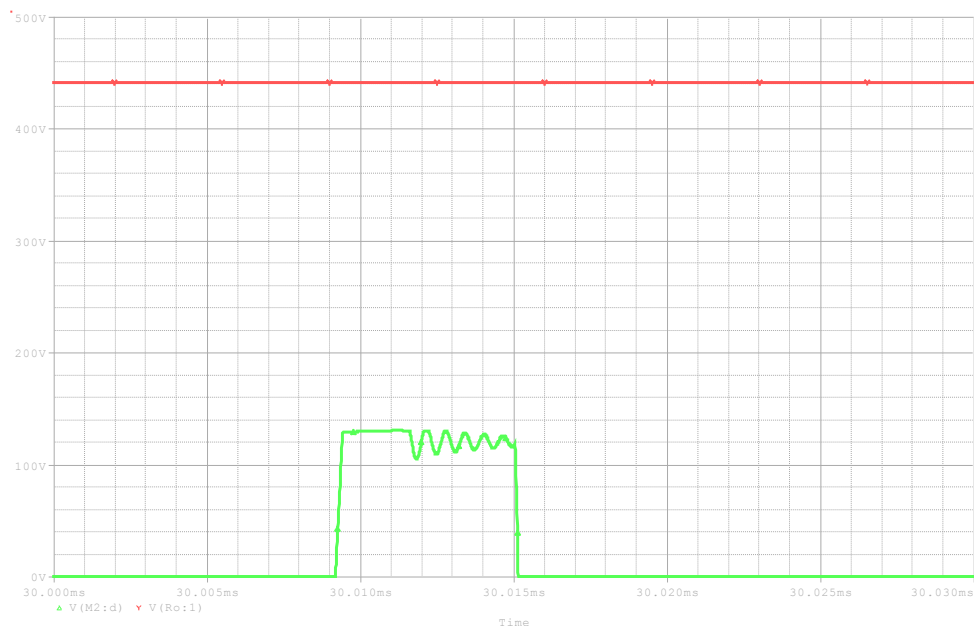


Figura 35 - Formas de onda simuladas da tensão na saída e na chave.

Fonte: Autoria própria.

3.4.5. Formas de onda da comutação da chave

A comutação da chave pode ser observada na Figura 36, uma ilustração ampliada da Figura 35. A tensão sobre a chave (em verde) confirma o comportamento mencionado em 3.4.4, de grampeamento e limitação de amplitude. O formato da onda de corrente, amplificado em dez vezes também é exibido (em laranja).

O instante em que a tensão sobre a chave aumenta é o período onde ela é aberta. Pode ser observado que existe um período onde há a existência em comum de um valor de tensão e de corrente sobre a chave. A exposição da chave a ambos os parâmetros gera perdas.

Entretanto, é importante notar que o período de condução da corrente é estritamente limitado ao período de subida da chave (na simulação foi estabelecido como 100ns).

3.4.6. Controle

A distribuição dos pinos do microcontrolador dsPIC33FJ12MC202, da MICROCHIP, pode ser observada na Figura 37. A alimentação em 3,3V é conectada à V_{DD} (pino 13), e o negativo à V_{SS} (pinos 8 e 19). As entradas AN3 (pino 5) e AN4

(pino 6) serão utilizadas para a leitura do valor de tensão associado a um potenciômetro, o que definirá a razão cíclica do pulso de comando gerado.

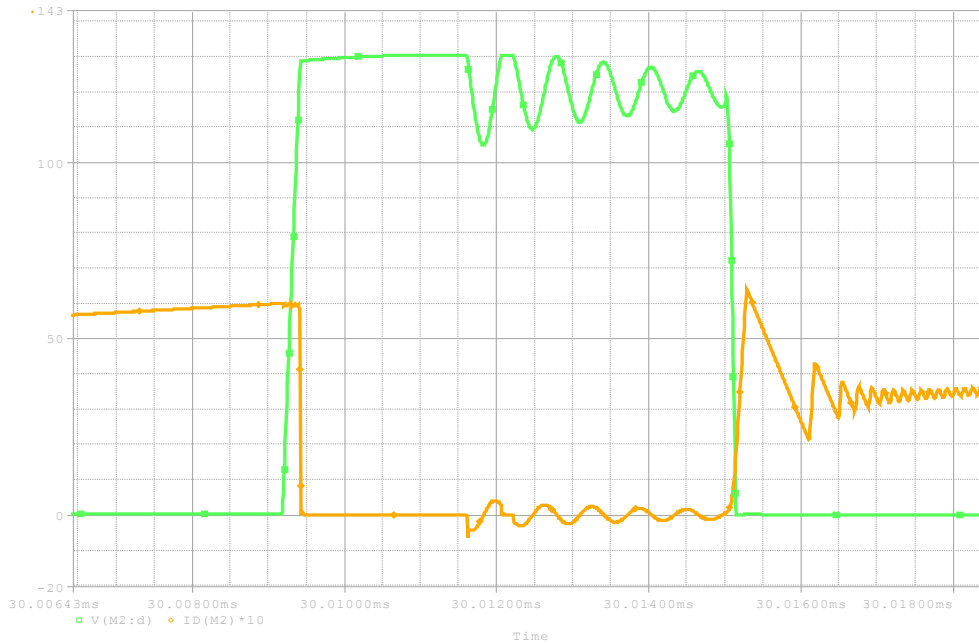


Figura 36 - Forma de onda simuladas da tensão e corrente na comutação da chave.

Fonte: Autoria própria.

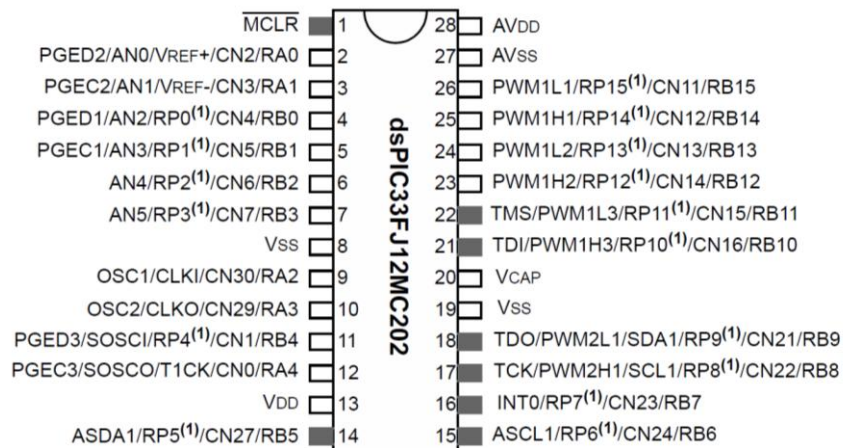


Figura 37 - Localização dos pinos do microcontrolador dsPICFJ12MC202.

Fonte: Microchip (2011).

O que define a utilização deste microcontrolador é o fato de possuir duas bases independentes para a geração dos pulsos modulados por largura. Isso

permite que a defasagem entre os pulsos seja facilmente programável no dispositivo.

Para a programação, foi utilizado o aplicativo MPLAB, disponibilizado pelo próprio fabricante do dspic33FJ12MC202. O programa final em formato “c” é disponibilizado no Apêndice B.

O ambiente de simulação utilizado é o *ISIS*, do programa *PROTEUS*. Uma impressão de tela da simulação é exibida na Figura 38, e na Figura 39 é a tela de visualização do osciloscópio virtual, onde é possível identificar os sinais defasados gerados.

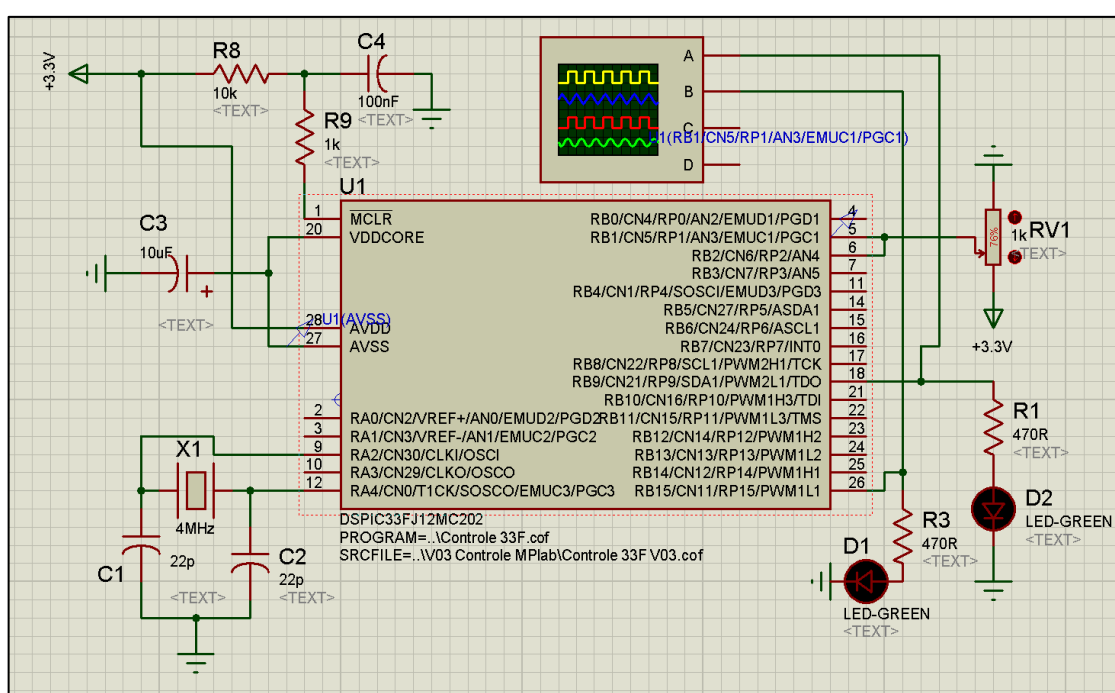


Figura 38 - Simulação do controle em ambiente ISIS.

Fonte: Autoria própria.

3.4.7. Considerações finais

A Tabela 3 exibe um comparativo entre o calculado no pré-projeto e os valores encontrados na simulação.

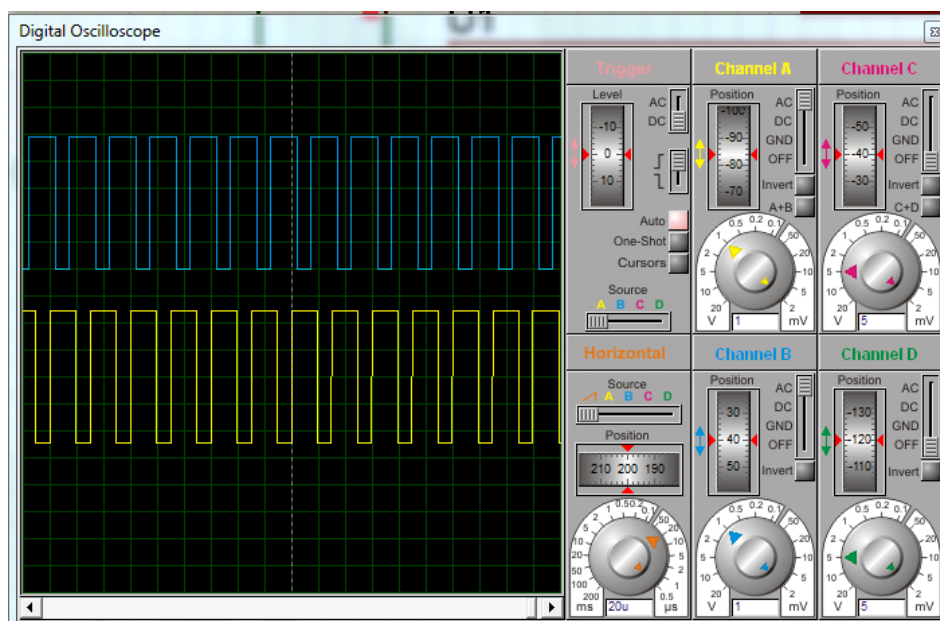


Figura 39 - Visualização do osciloscópio do PROTEUS.

Fonte: Autoria própria.

| Componente | Pré-Projeto | | Simulação | |
|-----------------------------|---------------------------------|------------------------|---------------------------------|------------------------|
| | Corrente (A) | Tensão (V) | Corrente (A) | Tensão (V) |
| Chave de potência | 3,33A (médio) 3,72A (eficaz) | 120V | 3,93A (médio) 4,40A (eficaz) | 132V |
| Diodos (Máximos) | 0,23A (médio) | 408V | 6,10A (pico) 0,22A (médio) | 440V |
| Indutores | 4,16 (médio) | Definido pela corrente | 4,18A (médio) | Definido pela corrente |
| Capacitores Multiplicadores | 0,46A (médio) | 240V | 0,317A (médio) | 240V |

Tabela 3 - Tabela comparativa de esforços nos componentes

Fonte: Autoria própria.

3.5.PROJETO FÍSICO

Por fim, chega-se a etapa final de desenvolvimento do projeto do protótipo. Nesta seção, é desenvolvido o projeto físico dos componentes.

3.5.1. Definição das chaves de potência

De acordo com as análises feitas até então, a chave ficará exposta aos valores máximos de 4,40A e 132V. Estes parâmetros definem o mínimo necessário da chave a ser escolhida.

A resistência de condução de uma chave ($R_{DS(on)}$) representa a resistência modelada do componente quando o mesmo está em condução, e se traduz em perda eficaz. Desta forma, quanto menor o seu valor, mais eficiente será o circuito devido à diminuição das perdas sobre a chave.

Desta forma, e levando em conta também a disponibilidade para aquisição no mercado, a chave de potência escolhida foi a IRFP90N20D. Os parâmetros de tensão em dreno-fonte, corrente do dreno e resistência de condução podem ser observados no trecho da folha de dados fornecida pelo fabricante, disponível na Figura 40.

International
IR Rectifier

PD - 94301A

SMPS MOSFET

IRFP90N20D
HEXFET® Power MOSFET

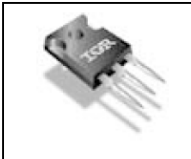
Applications

- High frequency DC-DC converters

| V_{DSS} | $R_{DS(on)}$ max | I_D |
|-----------|------------------|------------------|
| 200V | 0.023 Ω | 94A [®] |

Benefits

- Low Gate-to-Drain Charge to Reduce Switching Losses
- Fully Characterized Capacitance Including Effective C_{OSS} to Simplify Design, (See App. Note AN1001)
- Fully Characterized Avalanche Voltage and Current



TO-247AC

Figura 40 - Folha de dados da chave de potência.

Fonte: International Rectifier (2001).

A chave selecionada atende plenamente os esforços a que será exposta. A corrente no dreno no funcionamento do protótipo representa menos de 5% do máximo permitido à chave. O parâmetro que mais se aproxima do limite é a tensão na chave, mas ainda há uma margem de segurança.

A resistência de condução, conforme pode ser observado, é bastante baixa, com o valor de 0,023 Ω .

O último parâmetro a ser observado é a temperatura de operação. A Figura 41 exibe a curva da corrente do dreno em comparação com a temperatura do dispositivo.

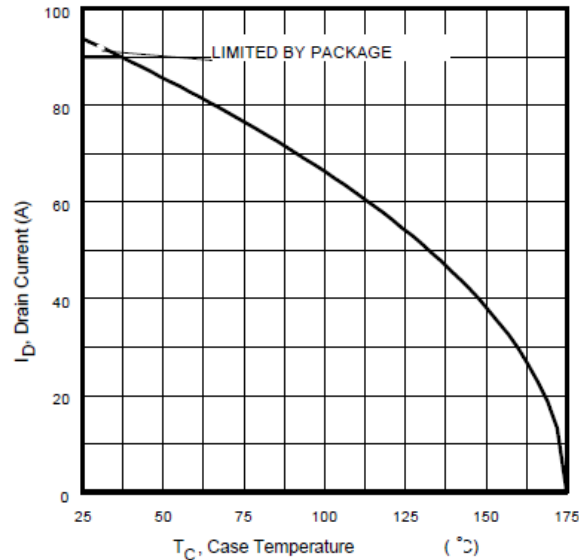


Figura 41 - Curva de temperatura de operação do MOSFET.

Fonte: International Rectifier (2001).

A análise da curva corrobora a conclusão feita anteriormente, de que, referente ao quesito de corrente, a chave trabalha bem abaixo dos seus valores máximos. Com uma corrente eficaz de 4,40A o dispositivo poderia trabalhar em até 170°C, aproximadamente.

A necessidade da utilização de dissipadores de calor pode ser calculada através da equação da diferença de temperatura entre o ambiente e a junção do dispositivo. Da folha de dados do fabricante, as seguintes informações foram obtidas (*International Rectifier*, 2001).

Arbitrando-se um valor de 40°C para a temperatura ambiente, é possível calcular a necessidade de um dissipador através da Equação (31).

$$P_{ST\acute{e}rmica} = V_{SD} \cdot I_{S_{Med}} + R_{DS_{On}} \cdot I_{S_{RMS}}^2 \quad (31)$$

Onde:

$P_{ST\acute{e}rmica}$: Potência térmica dissipada na chave;

V_{SD} : Tensão na junção em condução (1,5V);

I_{SMed} : Corrente média na chave;

R_{DSON} : Resistência de condução ($0,023\Omega$);

I_{SRMS} : Valor eficaz da corrente na chave;

Através da folha de dados do fabricante (*International Rectifier*, 2001) os valores de V_{SD} e R_{DSON} foram determinados, e a Equação (31) pode ser calculada.

$$P_{ST\acute{e}rmica} = 1,5 \cdot 3,33 + 0,023 \cdot 3,72^2 = 5,31W$$

Através da Equação (32) é possível determinar qual o valor mínimo da resistência térmica do componente para que a potência calculada na Equação (31) seja dissipada.

$$T_J - T_A = P \cdot R_{TJA}$$

(32)

Onde:

T_J = Temperatura máxima da junção (175°C);

T_A = Temperatura ambiente;

R_{TJA} = Resistência térmica entre a junção e o ambiente;

$$175 - 40 = 5,32 \cdot R_{TJA}$$

$$R_{TJA} = 25,42^\circ\text{C}/W$$

Ou seja, mesmo para dissipar a potência de $5,32W$, é necessária a redução da resistência térmica da junção em relação ao ambiente. A maneira de reduzir esta resistência é utilizar um dissipador.

O formato do dissipador escolhido é o de perfil alto, ilustrado através da Figura 42.

A resistência térmica do dissipador é ilustrada através da Figura 43. Dando uma margem à potência dissipada e considerando-a como $7W$, a resistência térmica do dissipador é de $3,75^\circ\text{C}/W$.

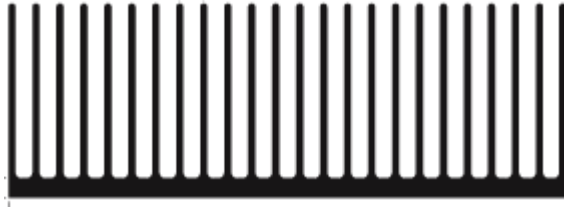


Figura 42 - Perfil do dissipador escolhido
Fonte: Adaptado de AAVID Thermaloy Inc
(2011).

A resistência térmica entre a junção e o ambiente é o somatório das diversas resistências térmicas existentes entre a junção do componente e o ambiente, conforme exibido na Equação (33).

$$R_{T_{JA}} = R_{T_{JE}} + R_{T_{ED}} + R_{T_{DA}}$$

(33)

$R_{T_{JA}}$ = Resistência térmica entre a junção e o ambiente;

$R_{T_{JE}}$ = Resistência térmica entre a junção e o encapsulamento (0,26°C/W);

$R_{T_{ED}}$ = Resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador (0,24°C/W);

$R_{T_{DA}}$ = Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente (3,75°C/W);

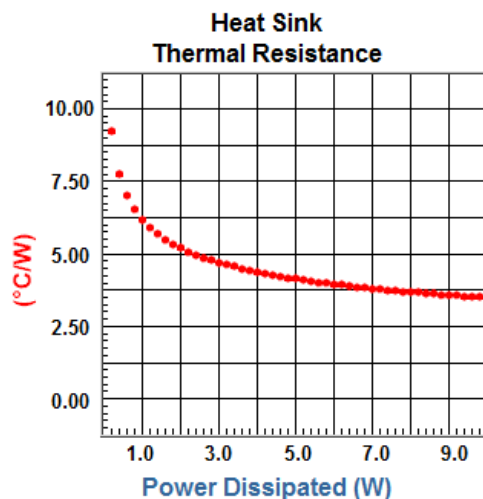


Figura 43 - Resistência térmica do dissipador.

Fonte: Adaptado de AAVID Thermaloy Inc (2011).

Os valores de R_{TJE} , R_{TED} são fornecidos pelo fabricante do MOSFET através da folha de dados.

Utilizando a Equação (33) é possível recalculer o valor da resistência térmica entre a junção e o ambiente com a implementação do dissipador.

$$R_{TJA} = 0,26 + 0,24 + 3,75 = 4,25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

A implementação do dissipador permitiu então que a resistência térmica entre a junção e o ambiente seja menor do que o mínimo calculado de $25,42^\circ\text{C/W}$.

Utilizando a Equação (32) é possível agora definir a temperatura de operação da junção (considerando-se temperatura ambiente de 40°C)

$$T_J = P \cdot R_{TJA} + T_A = 7.4,25 + 40 = 69,75^\circ\text{C}$$

3.5.2. Projeto físico dos indutores acoplados

Ao projetarem-se indutores para conversores CC-CC, esbarra-se em problemas provenientes do chaveamento em alta frequência, tais como indutâncias de dispersão, indutâncias magnetizantes, capacitância entre espiras, capacitância entre enrolamentos, entre outros. Isso pode resultar em picos de tensão e ruídos provenientes de interferência eletromagnética, entre outras perdas. (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

O projeto dos indutores é, portanto, o mais importante na topologia proposta. Um projeto adequado se traduz na obtenção do ganho estático esperado, e de baixos níveis de dispersão e perdas.

3.5.2.1. Definição do núcleo mais apropriado

Como opções de materiais para utilização no núcleo magnético têm-se como opções mais viáveis o ferrite e as lâminas de ferro-silício. As lâminas de ferro-silício são mais adequadas para uso apenas em baixa frequência, pois há perdas significativas por histerese e consequente superaquecimento conforme a frequência de operação se eleva. Entretanto, embora os núcleos de ferrite sejam mais adequados para uso em circuitos de chaveamento de alta frequência, eles também possuem como desvantagem a baixa resistência mecânica e a baixa densidade de

fluxo de saturação, que é de apenas aproximadamente 0,3 T, devido a sua curva característica de magnetização do material magnético. (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Para efeito de projeto será considerado 0,2T, devido aos núcleos a que se tem acesso para compra mais facilmente (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Considera-se como configuração típica de condutores usados em enrolamentos a utilização de fios de geometria circular, assim como a densidade de corrente de aproximadamente 370 A/cm².

Para projetar fisicamente o indutor tem-se como base as leis de Ampere e Faraday. Usam-se ainda relações entre indução magnética e campo magnético e tensão no indutor: Considera-se que o máximo valor de B (B_{max}) ocorre quando a corrente no indutor é a máxima (I_{pico}) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Levando-se em consideração que tipicamente os fios dos enrolamentos são de geometria circular, conclui-se que os enrolamentos não ocupam todo o espaço disponível dentro do carretel. Daí define-se a constante k_w , de ocupação do cobre no carretel. Usualmente o valor desta constante varia em torno de 0,7, conforme o manuseio quando da confecção do enrolamento e conforme a variação da geometria do enrolamento (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

E por fim chega-se ao valor de $A_e A_w$, dado na Equação (34), que posteriormente será necessário para selecionar-se o núcleo de tamanho e formato mais apropriado com base em catálogos de fabricantes (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4$$

(34)

Como o indutor será composto de um enrolamento primário e de um secundário, basta somar as componentes $A_e A_w$ de cada enrolamento para determinar o núcleo mais apropriado.

$$A_e \cdot A_{w_{Primário}} = \frac{200\mu \cdot 6 \cdot 4,5}{0,2 \cdot 370 \cdot 0,7} \cdot 10^4 = 1,04 \text{ cm}^4$$

$$A_e \cdot A_{w_{Secundário}} = \frac{800\mu \cdot 4,5}{0,2 \cdot 370 \cdot 0,7} \cdot 10^4 = 0,13 \text{ cm}^4$$

A soma das duas componentes resulta em $1,17\text{cm}^4$, sendo então a opção mais viável o núcleo de ferrite tipo 'E' o núcleo 42-15, com o valor $A_e A_w$ igual a 2,84.

3.5.2.2. Definição do número de espiras

O número de espiras do primário é calculado usando-se diretamente a Equação (35).

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (35)$$

$$N_{Primário} = \frac{200\mu \cdot 6}{0,2 \cdot 1,81} \cdot 10^4 = 33,14$$

O número de espiras do secundário pode ser determinado a partir da equação (36).

$$N_{Secundário} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot N_{primário} \quad (36)$$

$$N_{Secundário} = \sqrt{\frac{800u}{200u}} \cdot 33 = 66$$

E então o resultado correspondente equivale ao dobro de espiras do enrolamento primário.

3.5.2.3. Definição da bitola dos condutores

Para o efetivo cálculo da bitola dos condutores deve-se tomar conhecimento do chamado efeito peculiar, ou *skin effect*. Este trata do deslocamento da corrente de um condutor do interior para sua periferia, causando maior densidade de corrente nas bordas e menor densidade na região central. A consequência deste efeito é a redução da área efetiva do condutor quando utilizado em circuitos de alta frequência, limitando a área máxima do condutor a ser utilizado.

A Equação (37) a seguir demonstra a profundidade de penetração:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}}$$

(37)

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 33k}} = 29,19 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$$

E, assim, percebe-se que, para um ótimo aproveitamento do condutor, seu diâmetro não deve exceder 2Δ .

$$2\Delta = 0,05838 \text{ cm}$$

Para calcular a bitola do fio necessária para conduzir a corrente do enrolamento, precisa-se da máxima densidade de corrente admitida no condutor, segundo a Equação (38), usada para os enrolamentos primário e secundário.

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}}$$

(38)

$$S_{fio_{Primário}} = \frac{4,5}{370} = 0,01216 \text{ cm}^2$$

Pela tabela de fios AWG, o fio AWG 16 atende esta especificação.

$$S_{fioSecundário} = \frac{0,6}{370} = 0,00162 \text{ cm}^2$$

Pela tabela de fios AWG, o fio AWG 21 atende esta especificação.

3.5.2.4. Definição do entreferro

Segundo Barbi, Font e Alves (2002), “A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito magnético.” Assim tem-se a Equação (39).

$$L = \frac{N^2}{R_{total}}$$

(39)

A relutância do circuito aumenta com o uso de entreferro, diminuindo a indutância. Entretanto sua utilização é necessária porque sem o entreferro, a indutância apenas seria proporcional à permeabilidade do núcleo, que é muito volátil devido a variações de temperatura e de ponto de operação. O entreferro também permite maiores correntes nos enrolamentos sem que haja saturação do núcleo. O comprimento total do entreferro em cm é dado na Equação (40) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}$$

(40)

No caso de entreferros do tipo ‘E-E’, cujo formato é o da letra ‘E’, a distância do entreferro deve ser de apenas a metade do valor calculado, já que existirão dois caminhos magnéticos.

Assim, o valor do entreferro é definido por:

$$l_{entreferro} = \frac{33^2 \cdot 4 \cdot \pi^{10^{-7}} \cdot 1,81}{200u} \cdot 10^{-2} = 0,1238 \text{ cm}$$

3.5.2.5. Definição da possibilidade de execução

Por fim chega-se na verificação final do projeto do indutor, que consiste na possibilidade de dispor os enrolamentos na janela A_w do núcleo.

A verificação se dá utilizando a equação (41).

$$A_{w_{min}} = \frac{N \cdot n_{condutores} \cdot S_{fio}}{K_w} \quad (41)$$

Para ser executável, o projeto deve ter $A_{w_{núcleo}}$ maior que $A_{w_{min}}$. Caso esta verificação falhe, é necessário alterar outros valores do projeto, como B_{max} , J_{max} ou $n_{condutores}$, ou ainda trocar o modelo do núcleo. Desta forma, para o circuito projetado, tem-se:

$$A_{w_{min}} = \frac{33 \cdot 1 \cdot 0,015207}{0,7}$$

Resulta-se no valor de A_w de 0,717, menor que 1,57 do núcleo selecionado E-42/15.

3.5.3. Definição dos capacitores

Conforme exibido na Tabela 3, os capacitores multiplicadores ficarão expostos ao valor máximo de 240V. A capacitância total do estágio de multiplicação deve ser de $3\mu\text{F}$, conforme explanado em 3.3.5. Estes parâmetros definem o mínimo necessário para a escolha de um capacitor.

O capacitor de filme B32523 da fabricante EPCOS apresenta capacitância de $1\mu\text{F}$, e tensão máxima de operação de 400V. A associação em paralelo de três unidades é, então, suficiente para o atendimento do circuito.

Outro fator importante é que o capacitor deve possuir a menor impedância em série possível, afim de que a queda de tensão sobre seus terminais seja pequena. As curvas de impedância em relação à frequência são exibidas na Figura 44.

Entretanto, pode-se concluir que este é um fator desprezível, pois a frequência de operação do circuito (33,3kHz) não é incluída na análise do fabricante.

Ainda, a associação em paralelo de três capacitores diminui ainda mais a relevância desta queda de tensão, ao dividir por três a impedância equivalente. Somente em circuitos operando com frequências na ordem de MHz é que esta análise representa impacto na definição do circuito.

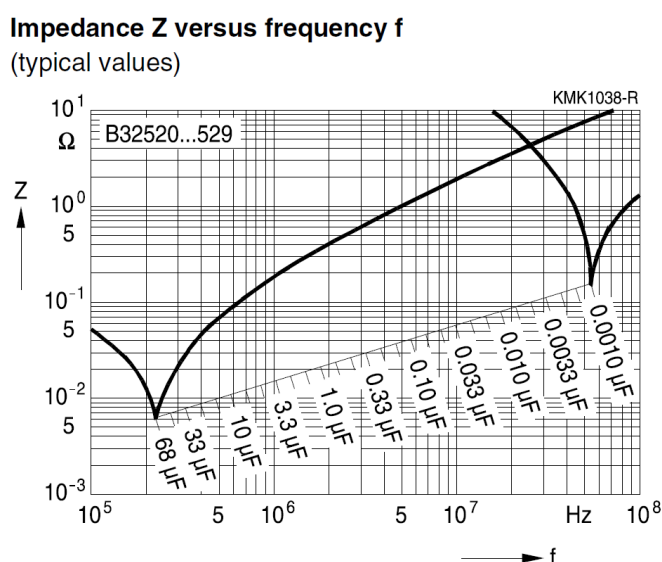


Figura 44 - Curvas de impedância x frequência do capacitor.

Fonte: EPCOS (2009).

3.5.4. Definição dos diodos

Conforme exibido na Tabela 3, a tensão máxima que um diodo é exposta é 440V, com corrente de pico de até 6,1A e média de 0,22A.

Além dos parâmetros de tensão e corrente, os diodos devem ter uma característica de recuperação rápida quando expostos a rápidas trocas de polarização. Tempos menores de recuperação reversa implicam diretamente nas perdas sobre as chaves.

O UF5008, do fabricante *Frontier Electronics*, além de suportar os valores de tensão e corrente encontrados, apresenta a característica de recuperação reversa demonstrada na Figura 45. Numa duração máxima de 80ns (0,26% da duração do período de 30μS) o diodo já está estabilizado durante uma troca de polarização.

3.5.5. Controle

O microcontrolador utilizado para a geração dos sinais de controle das chaves, defasados de 180 graus, é o dsPIC33FJ12MC202. A alocação dos pinos, e a simulação dos sinais gerados são pontos abordados no item 3.4.6.

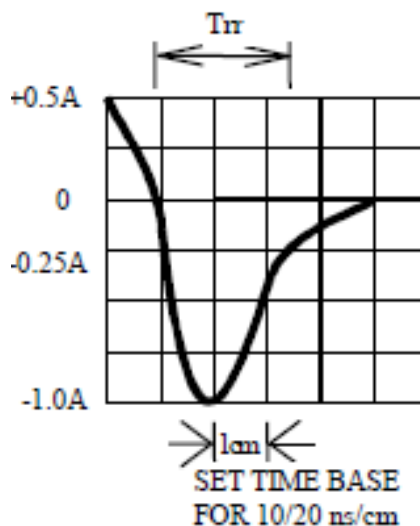


Figura 45 - Recuperação reversa do diodo.

Fonte: Frontier Electronics (2011).

O leiaute físico e o esquemático da placa de controle, desenvolvida pelo professor Roger Gules, podem ser observados nos Anexos A e B.

O circuito de driver é composto pelos seguintes componentes, e ilustrado através da Figura 46.

- IR2111; fabricante *International Rectifier*: circuito integrado de driver utilizado para dar potência ao sinal. Somente sua saída baixa é utilizada;
- Capacitor de 1 μ F; fabricante EPCOS: garante a estabilização dos níveis de tensão de saída do driver;
- BC548; fabricante Motorola: transistor NPN utilizado para conectar o driver à fonte de 12V da placa de comando;

- Resistor de 1k: utilizado para limitar a corrente de saída do microcontrolador;
- Resistor de 22k: utilizado para garantir a operação em região saturada do transistor.

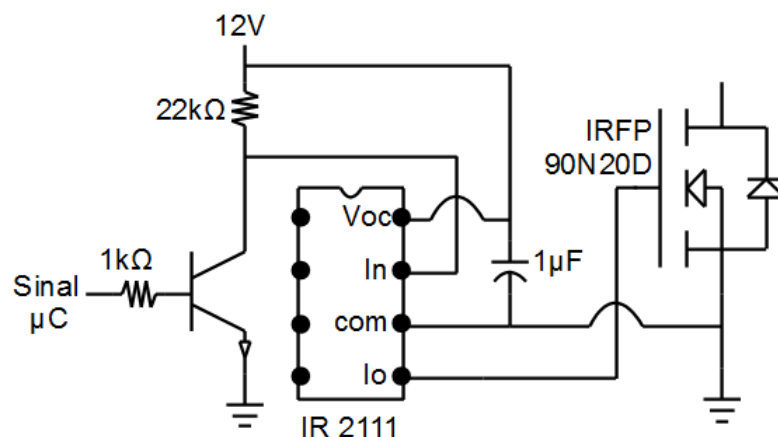


Figura 46 - Esquemático do circuito do driver.

Fonte: Autoria própria.

Esta estrutura é empregada duas vezes, uma vez para cada saída do pulso gerado pelo microcontrolador.

3.5.6. Projeto da placa

O projeto da placa, incluindo a parte de potência, de driver e conexão com a placa de comando podem ser observados na Figura 47.

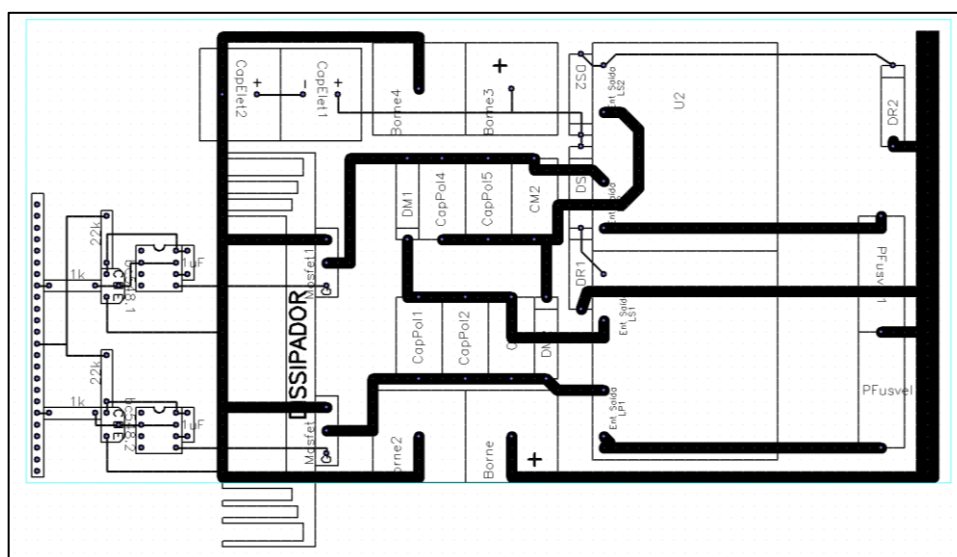


Figura 47 - Projeto da placa do protótipo.

Fonte: Autoria própria.

4.RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo construído pode ser observado na Figura 48. Além dos componentes previstos, foram adicionados na entrada da alimentação dois fusíveis e capacitância extra. O objetivo dos fusíveis é proteger contra curto-circuito. A capacitância (100 μ F) na entrada foi utilizada para diminuir a ondulação na corrente e também eliminar indutâncias indesejáveis geradas pelas trilhas do circuito, que ocasionaram sobretensões na chave de potência.

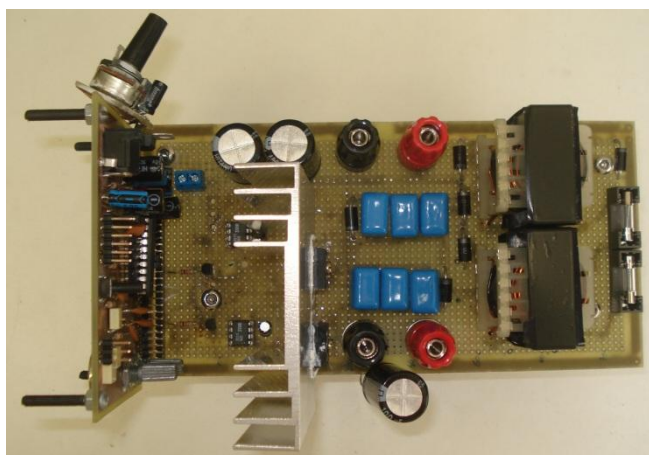


Figura 48 - Protótipo Construído.

Fonte: Aatoria própria.

A placa de comando, que na Figura 48 está conectada verticalmente, pode ser observada com maior detalhe na Figura 49. A placa é de caráter didático, foi desenvolvida pelo professor Roger Gules para microcontroladores da *Microchip*, das famílias dsPIC30F e dsPIC33F.

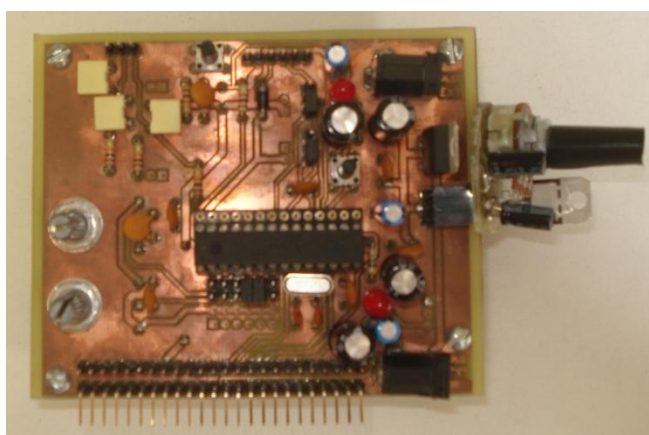


Figura 49 - Placa de comando do protótipo construído.

Fonte: Aatoria própria.

Os potenciômetros localizados na parte esquerda estão, cada um, conectados a três entradas analógicas do microcontrolador. Para garantir simetria no funcionamento, foram escolhidas duas entradas com um potenciômetro comum. O valor da tensão de entrada é utilizado como referência para o valor da razão cíclica gerada pelo pulso *PWM*.

O protótipo em funcionamento de plena potência pode ser verificado através das Figura 50, Figura 51 e Figura 52.

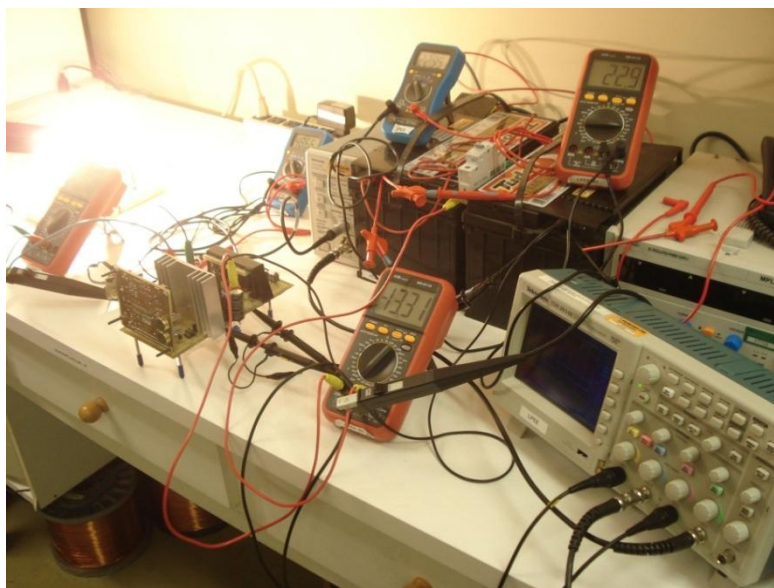


Figura 50 - Protótipo em Funcionamento.

Fonte: Autoria própria.

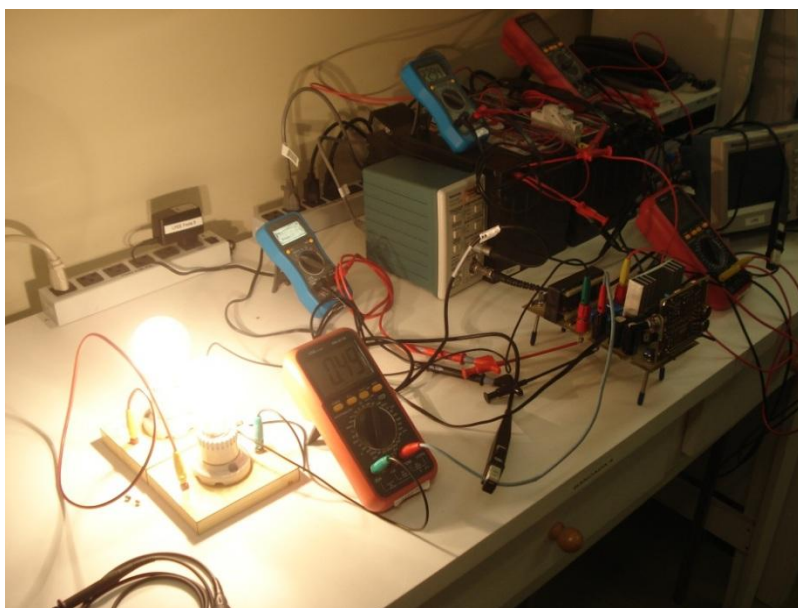


Figura 51 - Protótipo em funcionamento.

Fonte: Autoria própria.



Figura 52 - Protótipo em Funcionamento, com detalhe no ganho estático obtido.

Fonte: A autoria própria.

A Figura 52 ilustra de forma bastante clara o ganho estático obtido pelo conversor desenvolvido. A razão entre a tensão de saída (489,4V) com a de entrada (22,99V) é de 21,28.

4.1.FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS DIODOS

A forma da onda em um dos diodos de multiplicação (D_{M2} , Figura 23) pode ser observada na Figura 53. O comportamento exibido é bastante semelhante ao encontrado na simulação, ilustrado na Figura 32.

A forma de onda de corrente do diodo de recuperação (azul), juntamente com o enrolamento primário do acoplamento (verde), podem ser observadas na Figura 54.

É possível observar a importância da implementação dos diodos de recuperação, ao permitir um caminho alternativo ao pico de corrente que é originado no momento em que o indutor é conectado novamente à fonte.

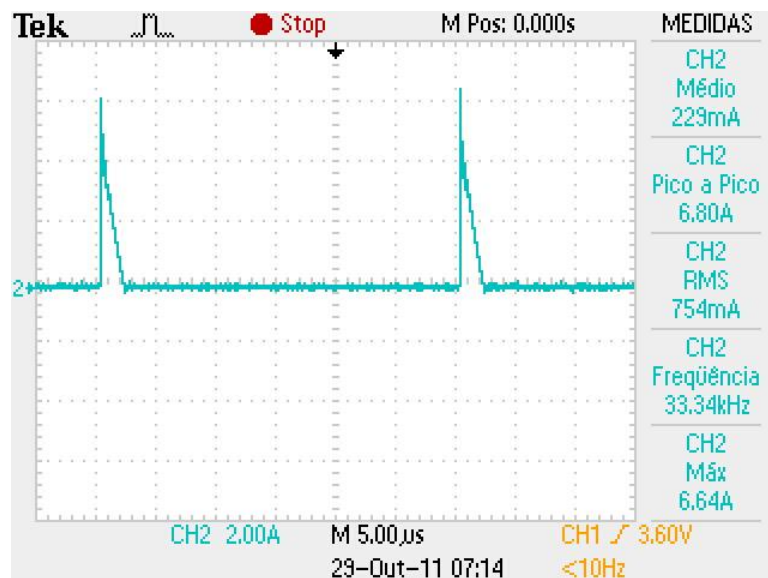


Figura 53 - Forma de onda do diodo de multiplicação.

Fonte: Autoria própria.

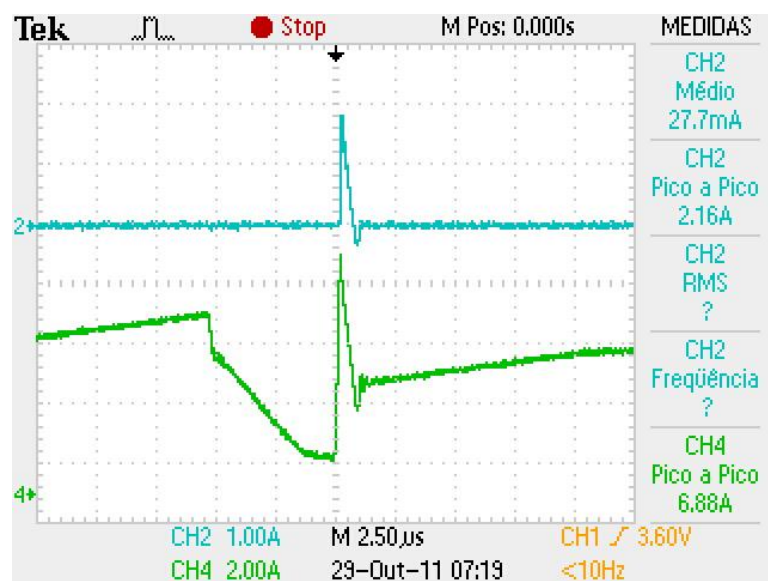


Figura 54 - Forma de onda do diodo de recuperação e do enrolamento primário do acoplamento.

Fonte: Autoria própria.

4.2.FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS INDUTORES

A corrente no enrolamento primário dos indutores é ilustrada através da Figura 55. O comportamento é bastante semelhante ao obtido na simulação, exemplificado na Figura 33.

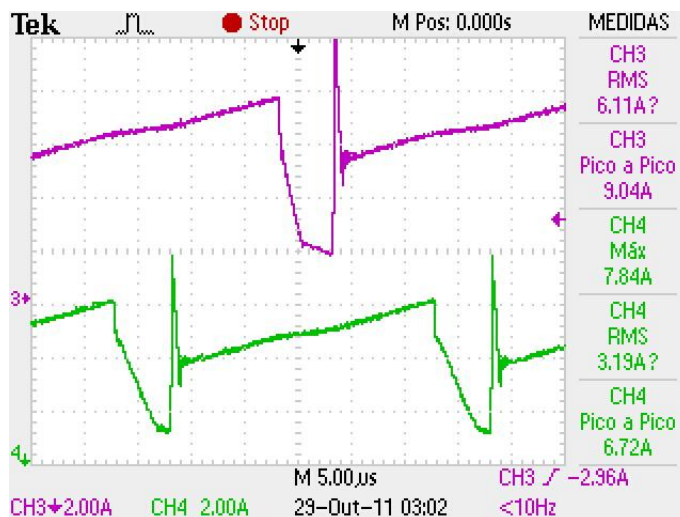


Figura 55 - Formas de onda no enrolamento primário dos indutores.

Fonte: Autoria própria.

Três pontos devem ser analisados; o primeiro é referente à condução contínua. Pode ser observado que os níveis zero dos canais três e quatro estão bem abaixo dos mínimos atingidos pelas correntes. O segundo ponto refere-se ao defasamento das ondas, claramente opostas uma a outra em 180 graus. Por fim, é possível identificar claramente os estágios de carregamento, com uma rampa quase linear, o posterior descarregamento, e por fim, o retorno ao carregamento, gerando o pico de corrente ilustrado.

4.3.FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA

A corrente na entrada do conversor pode ser observada na Figura 56. Conforme comentado anteriormente, um capacitor de $100\mu\text{F}$ foi conectado aos terminais de entrada, a fim de diminuir indutâncias indesejáveis causadas pelas trilhas do circuito.

Como esperado, a adição da capacitância contribuiu também para a diminuição da ondulação da corrente de entrada. Na forma de onda obtida na simulação, ilustrada na Figura 34, a ondulação possuía uma variação máxima de 6A. Na execução prática, foi observado que a ondulação diminuiu para 1,28A.

É importante analisar a influência da estrutura multifase. A frequência oriunda do comando do circuito é de 33,33kHz. Porém, com o funcionamento em duas fases, a frequência na saída é 61,35kHz.

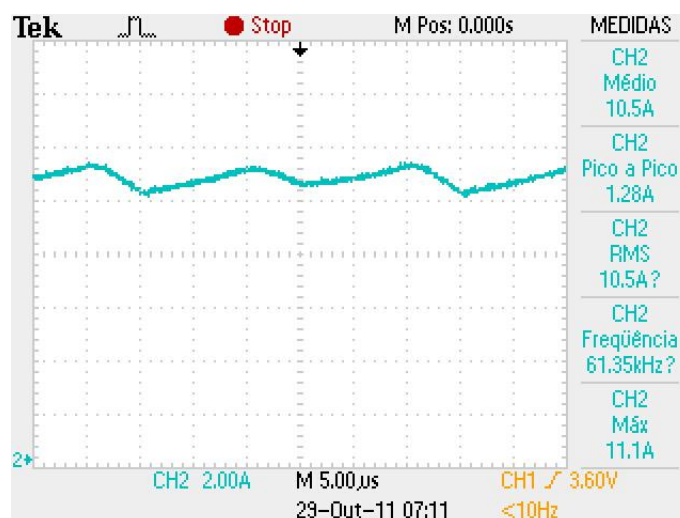


Figura 56 - Forma de onda da corrente de entrada.

Fonte: Autoria própria.

4.4.FORMA DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE E TENSÃO NA SAÍDA

A Figura 57 exibe a tensão e corrente na chave (respectivamente rosa e verde) e a tensão na saída (azul).

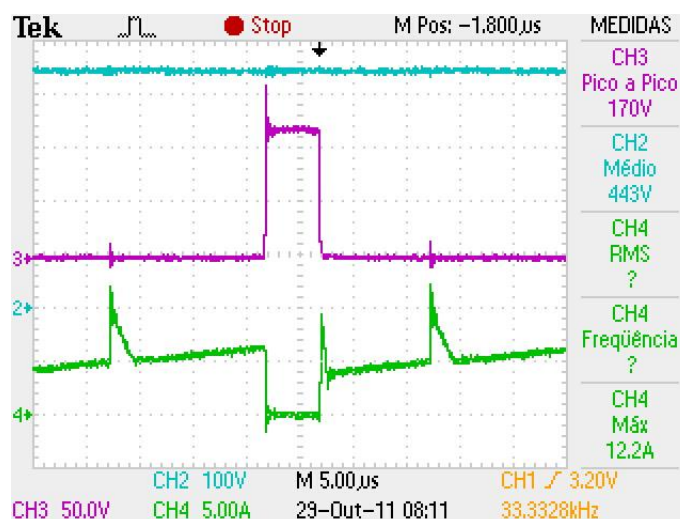


Figura 57 - Forma de onda da tensão na saída e na chave, e corrente na chave.

Fonte: Autoria própria.

É possível concluir que a isolação da chave à tensão de saída é uma realidade. Enquanto o pico máximo na chave é de 170V, a tensão de saída está em 443V. É importante ressaltar que a escala da forma de onda da tensão de saída utilizada no osciloscópio é o dobro da escala entrada, ou seja, a diferença entre

ambas é ainda maior. A limitação deu-se devido à atenuação da ponteira de alta tensão utilizada, fixada em vinte vezes, enquanto a ponteira da tensão na chave é atenuada em dez vezes.

A corrente na chave segue o comportamento esperado, ou seja, é uma reta inclinada durante o período de carregamento - quando a tensão sobre a chave é zero – e nula quando a tensão sobre a chave atinge seu pico.

4.5.FORMAS DE ONDA DA COMUTAÇÃO DA CHAVE

A comutação de um circuito de potência é um ponto bastante crítico devido as possíveis perdas existentes no mesmo. A simulação, através da Figura 36, mostra que a comutação do circuito é suave na entrada em condução, ou seja, não existe cruzamento entre as formas de onda de tensão e corrente quando a chave é fechada.

Na execução prática, foi possível observar que o comportamento do circuito, apesar de não ser exatamente igual ao obtido na simulação, é similar. A Figura 58 exibe a tensão (rosa) e a corrente (rosa) no MOSFET no instante de chaveamento.

É possível identificar que no momento em que a chave abre apresenta uma grande oscilação da corrente, em um período onde há tensão; gerando portanto, perdas. A entrada em condução, entretanto, não apresenta oscilações e o período de dissipação de potência é bastante inferior.

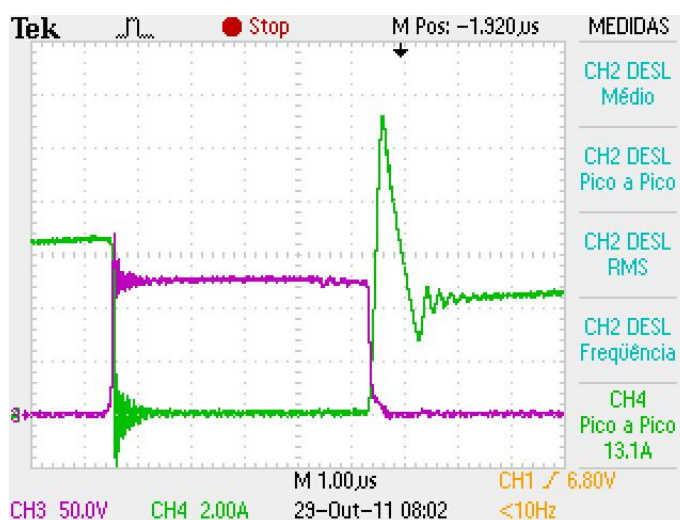


Figura 58 - Formas de onda da comutação da chave.

Fonte: Autoria própria.

4.6. EFICIÊNCIA

Durante a execução dos testes a curva de rendimento do conversor foi obtida, e é exibida na Figura 59. As seguintes considerações devem ser feitas:

- Baterias dos equipamentos de medição: Todas as baterias dos equipamentos utilizados foram adquiridas no dia da execução do testes. O nível de carga das mesmas não apresenta, portanto, quaisquer influências sobre os dados aquisitados;
- As medidas da tensão de entrada, oriundas da associação em série das baterias, e da tensão de saída nos terminais do conversor foram realizadas com instrumentos TRUE RMS, sendo então bastante fidedignas;
- A medição da corrente de entrada foi realizada por multímetro padrão, na escala apropriada, compreendida entre 0 e 20A;
- As medições da corrente de saída, entretanto, foram prejudicadas devido à escala dos instrumentos. O multímetro RMS mede correntes na grandeza de até μA , não sendo aplicável as correntes de até 750mA encontradas. O multímetro padrão utilizado, por sua vez, apresenta baixa resolução na medição devido à escala compreendida a até 20A;
- Foram realizadas três medições, com pontos iguais da curva para as três. Os valores apresentados são a média (Apêndice C);

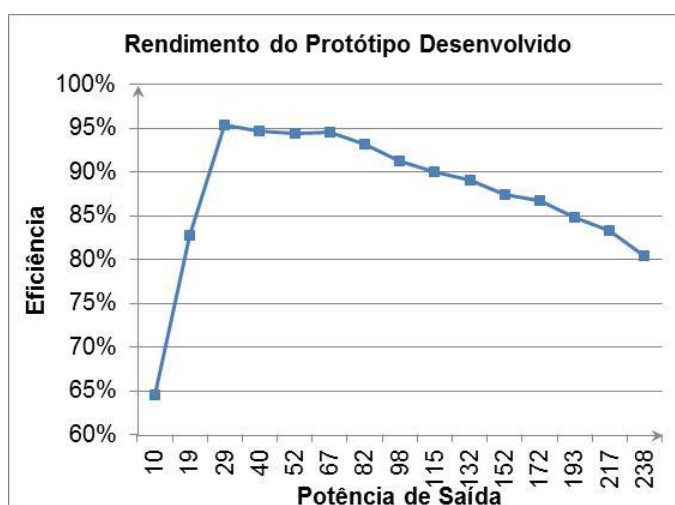


Figura 59 - Rendimento do conversor proposto.

Fonte: Autoria própria.

5.CONCLUSÕES

5.1.PANORAMA DE INSERÇÃO DO TRABALHO

O fomento às energias renováveis deve permear, cada vez mais, todos os setores da sociedade. A discussão acerca das responsabilidades de cada um, perante o equilíbrio do meio, deve ser uma constante.

Neste contexto, a demanda mundial por energia, nas suas mais variadas formas, é sem dúvida a grande responsável pelo avançado estado de deterioração de alguns ecossistemas. No que diz respeito à energia elétrica, o desenvolvimento e a disseminação das fontes renováveis de geração traz novas perspectivas para continuar movimentando este mundo de constante crescimento.

Entretanto, o preço das ditas “novas fontes” é ainda insustentável economicamente na maioria das situações, quando comparada com as fontes tradicionais, em especial, as baseadas nos combustíveis fósseis ou nucleares.

O desenvolvimento da eletrônica de potência, conjugada com as novas técnicas de controle, automação e geração distribuída, permitirá que as fontes renováveis tornem-se cada vez mais competitivas e acessíveis a mercados até então anteriormente restritos.

O trabalho apresentado discorreu sobre o funcionamento de um conversor CC/CC, capaz de elevar a tensão em seus terminais de entrada em até dezoito vezes. Este tipo de aplicação, quando associada a uma alta eficiência e um baixo custo, representa exatamente as necessidades para a disseminação das matrizes renováveis.

5.2.PONTOS PRINCIPAIS DO TRABALHO DESENVOLVIDO

Neste trabalho de conclusão de curso, foi apresentada uma nova topologia de conversor CC/CC de alto ganho estático, que utiliza os princípios dos capacitores chaveados, do acoplamento de indutores e da estrutura multifase.

Foram analisadas as diversas aplicações que seriam beneficiadas pelo desenvolvimento de conversores mais eficientes, como as células a combustível, painéis solares, veículos híbridos, dentre outros. Na sequência, uma revisão teórica dos principais conversores de alto ganho estático já desenvolvidos foi apresentada, elencando as vantagens e desvantagens de cada estrutura.

No capítulo 3, é apresentada a estrutura do conversor proposto. A principal inovação diante das estruturas já existentes trata da criação de acoplamentos magnéticos entre os indutores, incrementando sensivelmente o ganho estático. Em conjunto, a adição de diodos de grampeamento, que ao recuperarem a energia de dispersão destes acoplamentos, permitem que a entrada em condução das chaves de potência seja não-dissipativa.

Após a apresentação da topologia e descrição dos estágios de funcionamento, as equações pertinentes ao funcionamento do circuito são apresentadas. Tanto para o dimensionamento dos componentes quanto para a determinação de características genéricas de seu funcionamento, como a equação do ganho estático.

Posteriormente, a simulação em ambiente PSpice é apresentada. Na sequência, os desenvolvimentos para a construção do protótipo físico são explanados, e por fim, os resultados experimentais são demonstrados.

5.3. ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

As formas de ondas obtidas na execução prática corroboram as expectativas geradas na simulação. As formas de onda da corrente e tensão na chave, por exemplo, exibida na simulação através da Figura 36 e experimentalmente pela Figura 57, confirmam esta análise. É possível concluir, de forma genérica, que a construção do protótipo e o seu funcionamento estão dentro dos parâmetros esperados.

A potência definida para o protótipo, em 200W, não deve caracterizar a topologia como limitada a esta faixa de potência. A modularidade, característica inerte da estrutura proposta, permite que potências muito maiores, na faixa de kW, sejam obtidas. A única exigência recai sobre o controle, que deve dividir de forma proporcional o funcionamento das chaves entre os ramos do circuito. Inclusive, conforme exibido na Figura 56, a adição de mais fases ao circuito diminui a amplitude da variação da corrente e incrementa a frequência, melhorando a aplicabilidade em fontes susceptíveis à queda de rendimento devido à flutuações no suprimento de corrente, como as células à combustível.

Um ponto positivo encontrado no desenvolvimento da topologia é a relativa facilidade com que o ganho estático pode ser incrementado, de acordo com a razão cíclica fornecida pelo circuito de controle. Em testes realizados, a tensão de

saída chegou próximo à 560V, ainda com margem para maior ampliação. Resultado positivo também foi encontrando através do circuito de recuperação reversa. A estrutura mostrou sua eficácia ao recuperar a energia de dispersão do acoplamento magnético, incrementando a eficiência.

Um ponto negativo foi referente ao rendimento do circuito. A simulação exibe, já considerando componentes não ideais, um rendimento de 92%. O protótipo desenvolvido, em plena potência, obteve um rendimento de 85%. Conforme comentado no item 4.6, as escalas dos instrumentos envolvidos na medição podem ter contribuído de forma significativa para o rendimento inferior. O leiaute físico da placa também apresentou problemas em sua primeira execução. A construção de trilhas muito longas até o dreno do MOSFET acarretou na criação de indutâncias, o que gerou sobretensões no momento do chaveamento. Com a adição do capacitor eletrolítico na entrada e redução no comprimento das trilhas, o efeito foi reduzido. Como resultado adicional, a ondulação na entrada foi atenuada.

5.4. APONTAMENTOS PARA DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

O primeiro ponto passível de desenvolvimento na topologia é a busca pela comutação suave também no momento em que a chave é aberta. Este desenvolvimento permitirá o aumento da frequência de operação, resultando em protótipos menores e com capacidades maiores de processamento de energia.

O próximo ponto é a análise da estabilidade e da regulação de saída do conversor, bastante relevantes em qualquer aplicação. As demandas de conversão sobre o dispositivo são, naturalmente, bastante variáveis, e como a operação do mesmo trabalha extremada com altas correntes na entrada, e altas tensões na saída, o estudo do controle da topologia promete ser ponto frutífero para desenvolvimentos futuros.

6.REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo; FONT, Carlos H.I.; ALVES, Ricardo L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. INEP, 2002.

BARBI, Ivo; MARTINS, D.C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3. Ed. Florianópolis: Do Autor, 2008.

dsPIC33FJ12MC202. Microchip. Disponível em:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70265E.pdf>. Acesso em
26/09/2011.

ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Massachusetts: 3.ed. New York: Kluwer Academic, 2008.

EXTRUSION PROFILES. AAVID THERMALLOY. Disponível em:
<http://www.aavidthermalloy.com/product-group/extrusions-na>. Acesso em
17/10/2011.

FAGUNDES, João C. dos Santos. **Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Frequência**. Florianópolis, 2003.

FUEL Cell. Wikipedia, The Free Encyclopedia. Disponível em: <
http://en.wikipedia.org/wiki/Fuel_cell>. Acesso em 27 mai. 2011.

GULES, Roger et al. **Multifase Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008.

MANUAL de engenharia para sistemas fotovoltaicos. GTEF, Grupo de Trabalho de Energia Solar Fotovoltaica. Edição Revisada e Ampliada pelo CRESESB, nov. 1999.

HISTORY of Hybrid Vehicles. HybridCars. Disponível em: <<http://www.hybridcars.com/history/history-of-hybrid-vehicles.html>>. Acesso em 29mai.2011.

KJAER, Soeren B.; PEDERSEN, John K.; BLAABJERG, Frede. **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules.** IEEE, 2005.

LARMINIE, James; DICKS, Andrews. **Fuel Cell Systems Explained.**2. ed. Chichester: J. Wiley, 2003.

LI, Wuhua; HE, Xiangning. **A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications.** IEEE, 2010.

PRESSMAN, Abraham I.; BILLINGS, Keith; MOREY, Taylor. **Switching power supply design.**3. ed. New York, US: McGraw-Hill, 2009.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook - Circuits, Devices and Applications.**2. ed. Burlington, US: Elsevier, 2008.

RASMUSSEN, Neil. **Diferentes tipos de sistemas No-break.** Relatório interno Nº1, revisão 6. APC by Schneider Electric, 2010.

SILVA, Carlos E.A.; BASCOPE, René P.T.; OLIVEIRA Jr, Demercil S. **Proposal of a new High Step-Up Converter for UPS Applications.** IEEE, 2006.

WAI, R.J.; DUAN, R.I. **High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain.** IEEE, 2005.

ZHAO, Qun; LEE, Fred C. **High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters.** IEEE, 2003.

7.APÊNDICES

APÊNDICE A – Cronograma detalhado

| | Task Name | Duration | Start | Finish | Predecessors |
|----|---|----------|--------------|--------------|--------------|
| 1 | Elaboração da Proposta | 66 days | Tue 17/08/10 | Thu 21/10/10 | |
| 2 | Estudo da Literatura Base | 149 days | Tue 17/08/10 | Thu 13/01/11 | |
| 3 | Definição de Limitações das topologias existentes | 161 days | Mon 11/10/10 | Sun 20/03/11 | |
| 4 | ☐ Protótipo I | 158 days | Wed 12/01/11 | Sat 18/06/11 | |
| 5 | Projeto de Componentes e Sistemas | 79 days | Wed 12/01/11 | Thu 31/03/11 | |
| 6 | Construção | 14 days | Fri 01/04/11 | Thu 14/04/11 | 5 |
| 7 | Análise e Identificação de Melhorias | 35 days | Fri 15/04/11 | Thu 19/05/11 | 6 |
| 8 | Documentação | 30 days | Fri 20/05/11 | Sat 18/06/11 | 7 |
| 9 | ☐ Protótipo II | 85 days | Sat 18/06/11 | Sat 10/09/11 | |
| 10 | Execução das Alterações Propostas | 45 days | Sat 18/06/11 | Mon 01/08/11 | 7 |
| 11 | Análise e Documentação | 40 days | Tue 02/08/11 | Sat 10/09/11 | 10 |
| 12 | Fechamento e Documentação Final | 50 days | Sun 11/09/11 | Sun 30/10/11 | 11 |

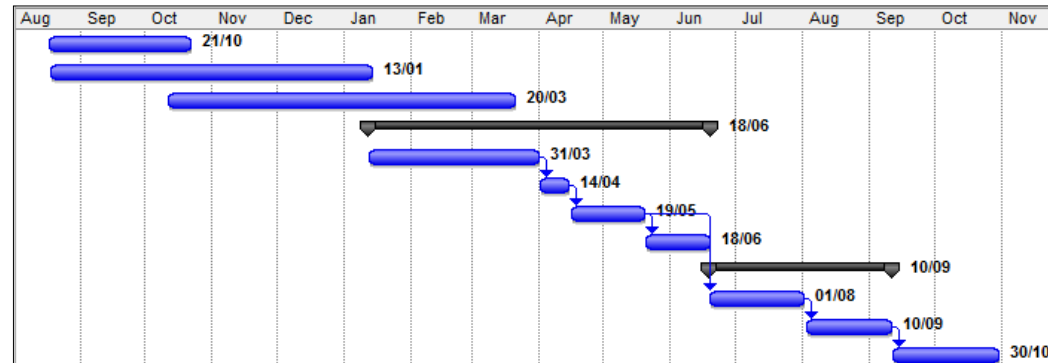


Figura 60 – Cronograma detalhado

Fonte: Autoria própria.

APÊNDICE B – Programa dsPIC33FJ12MC202

```
//=====
/////////////////////////////////////////////////////////////////
/////////////////////////////////CONTROLE CC/CC ALTO GANHO ESTÁTICO V1/////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////
//=====
#include "p33fj12mc202.h"
#include "libpic30.h"
#include <stdio.h>
unsigned int Razao1,Razao2;
_FOSC(OSCIOFNC_ON & POSCMD_XT & FCKSM_CSDCMD &
IESO_OFF);//..oscilador cristal e PLL=16
_FWDT(FWDTEN_OFF);//.....desliga o watch-dog
_FPOR(FPWRT_PWR64);//.....fontes de reset
_FGS(GSS_OFF);//.....desabilita as proteções de código
_FOSCSEL(FNOSC_PRIPLL)

//=====
//Interrupção do PWM1
//=====
void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _MPWM1Interrupt (void)
{ //.....ocorre a cada 50us ou taxa de amostragem igual a T=20kHz
    IFS3bits.PWM1IF = 0;//..... Zera flag de interrupção PWM
    P1DC1=Razao1;//..Atualiza a razão cíclica do PWM1
}
//=====
//Interrupção do PWM2
//=====
void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _MPWM2Interrupt (void)
{ //.....ocorre a cada 50us ou taxa de amostragem igual a T=20kHz
    IFS4bits.PWM2IF = 0;//..... Zera flag de interrupção PWM
    P2DC1=Razao2;//..Atualiza a razão cíclica do PWM2
```



```

}

//=====
//Interrupção do AD
=====
void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _ADC1Interrupt(void)
{
    Razao1=ADCBUF1;//..Transfere a leitura do AD para definir a razão cíclica 1
    Razao2=ADCBUF2;//..Transfere a leitura do AD para definir a razão cíclica 2
    IFS0bits.AD1IF = 0;//.....zera flag de interrupção do AD
}

void InitMCPWM(void)
/*=====
                               Configuração do PWM
=====*/
// PWM1H1 e PMW1H2 serão utilizados como fontes de chaveamento.
{
P1TCON = 0b1010000000000000;
P1TPER = 0b0000001001010111; // Período é definido como 599 contagens do
P1TMR,
//gerando um PWM com f = 33.3kHz
PWM1CON1=0b0000011100000111; //PWM com saídas independentes, todos os L
acionados.
PWM1CON2=0b0000000000000000; //Special Event 1:1; atualizações na razão
// cíclica são habilitadas e sincronizadas;
TRISBbits.TRISB15 = 0; //Pino PWM1Low1 definido como porta de saída;
TRISBbits.TRISB13 = 0; //Pino PWM1Low2 definido como porta de saída;
TRISBbits.TRISB8 = 0; //Pino PWM2Low definido como porta de saída;
P1DC1= 0;
P1TMR= 300;
P2DC1= 0;

```

```

P2TCON=0b1010000000000000;
P2TPER=0b0000001001010111; // Período é definido como 599 contagens do
//P2TMR, gerando um PWM com f = 33.3kHz
PWM2CON1=0b0000011100000111; //PWM com saídas independentes, todos os L
acionados.
PWM2CON2=0b0000000000000000; //Special Event 1:1; atualizações na razão
//cíclica são habilitadas e sincronizadas;

}

//=====
//*Inicialização do AD
//=====
void InitADC(void)
{
    AD1CON1 = 0b0000000011100100;
    AD1CON2 = 0b00000001100000010;
    AD1CON3 = 0b00000000000000011;
    AD1CHS123 = 0b0000000100000001;
    AD1CHS0 = 0b00000011000000010;
    AD1CSSL = 0b00000000000010000;
    AD1PCFGL = 0b00000000000000000;
    TRISBbits.TRISB0=1;
    TRISBbits.TRISB1=1;
    TRISBbits.TRISB2=1;
    TRISBbits.TRISB3=1;
    AD1CON1bits.ADON=1;
}

/*****
***** FUNÇÃO PRINCIPAL *****/
*****/

int main (void)

```

```
{  
  IEC3bits.PWM1IE=1;  
  IEC4bits.PWM2IE=1;  
  IEC0bits.AD1IE=1;  
  
  CLKDIV=0b0000100001000010; // divisor de clock - N1 e N2 = 4; M = 16; razão de  
  //atualização dos periféricos 1:1;  
  PLLFBD=0b00000000010011110; // PLL feedback divisor = M = 160;  
  TRISBbits.TRISB0=1; //Entrada de tensão do potenciômetro;  
  InitMCPWM();  
  InitADC();  
  while(1);  
}
```

APÊNDICE C – Valores experimentais coletados para a construção da curva de rendimento

| | Entrada | | | Saída | | | Eficiência | |
|------------|---------|----------|---------------|--------|----------|---------------|------------|-----|
| | Tensão | Corrente | Potência | Tensão | Corrente | Potência | Razão | % |
| 1ª Medição | 24,73 | 0 | 0,00 | 0 | 0 | 0,00 | - | - |
| | 24,61 | 0,66 | 16,24 | 62,03 | 0,17 | 10,55 | 0,65 | 65% |
| | 24,54 | 0,9 | 22,09 | 90,3 | 0,2 | 18,06 | 0,82 | 82% |
| | 24,48 | 1,24 | 30,36 | 120,8 | 0,24 | 28,99 | 0,96 | 96% |
| | 24,44 | 1,72 | 42,04 | 151 | 0,26 | 39,26 | 0,93 | 93% |
| | 24,36 | 2,26 | 55,05 | 179,8 | 0,29 | 52,14 | 0,95 | 95% |
| | 24,28 | 2,87 | 69,68 | 209,1 | 0,31 | 64,82 | 0,93 | 93% |
| | 24,14 | 3,61 | 87,15 | 239,2 | 0,34 | 81,33 | 0,93 | 93% |
| | 24,05 | 4,45 | 107,02 | 271,5 | 0,36 | 97,74 | 0,91 | 91% |
| | 24,05 | 5,33 | 128,19 | 302,8 | 0,38 | 115,06 | 0,90 | 90% |
| | 23,97 | 6,17 | 147,89 | 329,58 | 0,4 | 131,83 | 0,89 | 89% |
| | 23,79 | 7,27 | 172,95 | 361,5 | 0,42 | 151,83 | 0,88 | 88% |
| | 23,71 | 8,33 | 197,50 | 390,4 | 0,44 | 171,78 | 0,87 | 87% |
| | 23,48 | 9,57 | 224,70 | 418,2 | 0,46 | 192,37 | 0,86 | 86% |
| | 23,26 | 11,2 | 260,51 | 452,1 | 0,48 | 217,01 | 0,83 | 83% |
| | 23,06 | 12,73 | 293,55 | 479,9 | 0,49 | 235,15 | 0,80 | 80% |

| | Entrada | | | Saída | | | Eficiência | |
|------------|---------|----------|---------------|--------|----------|---------------|------------|-----|
| | Tensão | Corrente | Potência | Tensão | Corrente | Potência | Razão | % |
| 2ª Medição | 24,61 | 0 | 0,00 | 0 | 0 | 0,00 | - | - |
| | 24,54 | 0,66 | 16,20 | 60,7 | 0,17 | 10,32 | 0,64 | 64% |
| | 24,52 | 0,94 | 23,05 | 93,7 | 0,21 | 19,68 | 0,85 | 85% |
| | 24,47 | 1,24 | 30,34 | 120,2 | 0,24 | 28,85 | 0,95 | 95% |
| | 24,43 | 1,71 | 41,78 | 150 | 0,27 | 40,50 | 0,97 | 97% |
| | 24,34 | 2,26 | 55,01 | 179,3 | 0,29 | 52,00 | 0,95 | 95% |
| | 24,28 | 2,92 | 70,90 | 210,7 | 0,32 | 67,42 | 0,95 | 95% |
| | 24,11 | 3,64 | 87,76 | 240,5 | 0,34 | 81,77 | 0,93 | 93% |
| | 24,09 | 4,43 | 106,72 | 271 | 0,36 | 97,56 | 0,91 | 91% |
| | 24,02 | 5,28 | 126,83 | 300,7 | 0,38 | 114,27 | 0,90 | 90% |
| | 23,82 | 6,24 | 148,64 | 330,1 | 0,4 | 132,04 | 0,89 | 89% |
| | 23,74 | 7,22 | 171,40 | 358,8 | 0,42 | 150,70 | 0,88 | 88% |
| | 23,68 | 8,23 | 194,89 | 387,1 | 0,44 | 170,32 | 0,87 | 87% |
| | 23,29 | 9,91 | 230,80 | 424,1 | 0,46 | 195,09 | 0,85 | 85% |
| | 23,29 | 11,07 | 257,82 | 451,2 | 0,48 | 216,58 | 0,84 | 84% |
| | 23,03 | 13,01 | 299,62 | 486,9 | 0,5 | 243,45 | 0,81 | 81% |

| 3ª Medição | Entrada | | | Saída | | | Eficiência | |
|------------|---------|---------------|--------------|--------|---------------|--------------|------------|-----|
| | Tensão | Corrente | Potência | Tensão | Corrente | Potência | Razão | % |
| | 24,65 | 0 | 0,00 | 0 | 0 | 0,00 | - | - |
| | 24,56 | 0,65 | 15,96 | 60,85 | 0,17 | 10,34 | 0,65 | 65% |
| | 24,52 | 0,91 | 22,31 | 90,5 | 0,2 | 18,10 | 0,81 | 81% |
| | 24,5 | 1,24 | 30,38 | 120,6 | 0,24 | 28,94 | 0,95 | 95% |
| | 24,42 | 1,71 | 41,76 | 150,3 | 0,26 | 39,08 | 0,94 | 94% |
| | 24,36 | 2,3 | 56,03 | 181,6 | 0,29 | 52,66 | 0,94 | 94% |
| | 24,27 | 2,92 | 70,87 | 211 | 0,32 | 67,52 | 0,95 | 95% |
| | 24,22 | 3,62 | 87,68 | 240 | 0,34 | 81,60 | 0,93 | 93% |
| 24,06 | 4,45 | 107,07 | 271,1 | 0,36 | 97,60 | 0,91 | 91% | |
| 23,87 | 5,31 | 126,75 | 300,5 | 0,38 | 114,19 | 0,90 | 90% | |
| 23,75 | 6,24 | 148,20 | 329,7 | 0,4 | 131,88 | 0,89 | 89% | |
| 23,43 | 7,53 | 176,43 | 364 | 0,42 | 152,88 | 0,87 | 87% | |
| 23,34 | 8,61 | 200,96 | 392 | 0,44 | 172,48 | 0,86 | 86% | |
| 23,03 | 9,93 | 228,69 | 419,5 | 0,46 | 192,97 | 0,84 | 84% | |
| 23,14 | 11,41 | 264,03 | 454,6 | 0,48 | 218,21 | 0,83 | 83% | |
| 23,04 | 12,79 | 294,68 | 480,6 | 0,49 | 235,49 | 0,80 | 80% | |

| Média | Entrada | | | Saída | | | Eficiência | |
|--------|---------|---------------|--------------|---------|---------------|--------------|------------|-----|
| | Tensão | Corrente | Potência | Tensão | Corrente | Potência | Razão | % |
| | 24,663 | 0 | 0,00 | 0 | 0 | 0,00 | - | - |
| | 24,57 | 0,65667 | 16,13 | 61,193 | 0,17 | 10,40 | 0,64 | 64% |
| | 24,527 | 0,91667 | 22,48 | 91,5 | 0,20 | 18,61 | 0,83 | 83% |
| | 24,483 | 1,24 | 30,36 | 120,53 | 0,24 | 28,93 | 0,95 | 95% |
| | 24,43 | 1,71333 | 41,86 | 150,43 | 0,26 | 39,61 | 0,95 | 95% |
| | 24,353 | 2,27333 | 55,36 | 180,23 | 0,29 | 52,27 | 0,94 | 94% |
| | 24,277 | 2,90333 | 70,48 | 210,27 | 0,31 | 66,59 | 0,94 | 94% |
| | 24,157 | 3,62333 | 87,53 | 239,9 | 0,34 | 81,57 | 0,93 | 93% |
| 24,067 | 4,44333 | 106,94 | 271,2 | 0,36 | 97,63 | 0,91 | 91% | |
| 23,98 | 5,30667 | 127,25 | 301,33 | 0,38 | 114,51 | 0,90 | 90% | |
| 23,847 | 6,21667 | 148,24 | 329,79 | 0,4 | 131,92 | 0,89 | 89% | |
| 23,653 | 7,34 | 173,59 | 361,43 | 0,42 | 151,80 | 0,87 | 87% | |
| 23,577 | 8,39 | 197,78 | 389,83 | 0,44 | 171,53 | 0,87 | 87% | |
| 23,267 | 9,80333 | 228,07 | 420,6 | 0,46 | 193,48 | 0,85 | 85% | |
| 23,23 | 11,2267 | 260,79 | 452,63 | 0,48 | 217,26 | 0,83 | 83% | |
| 23,043 | 12,8433 | 295,95 | 482,47 | 0,49333 | 238,03 | 0,80 | 80% | |

8.ANEXOS

ANEXO A - Leiaute Placa de Controle

