

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA
CAMPUS JOINVILLE
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM
MECATRÔNICA INDUSTRIAL**

REGINALDO DE LUCCA

**COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES CC-CC:
ABAIXADOR (BUCK) E ABAIXADOR-ELEVADOR
(BUCK-BOOST)**

REGINALDO DE LUCCA

**COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES CC-CC:
ABAIXADOR (BUCK) E ABAIXADOR-ELEVADOR
(BUCK-BOOST)**

JOINVILLE, 2014

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA
CAMPUS JOINVILLE
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM
MECATRÔNICA INDUSTRIAL**

REGINALDO DE LUCCA

**COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES CC-CC:
ABAIXADOR (BUCK) E ABAIXADOR-ELEVADOR
(BUCK-BOOST)**

**Submetido ao Instituto Federal
de Educação, Ciência e
Tecnologia de Santa Catarina
como parte dos requisitos de
obtenção do título de Tecnólogo
em Mecatrônica Industrial.**

**Orientador: Luis Sérgio Barros
Marques, Dr.**

JOINVILLE, 2014

De Lucca, Reginaldo.

Comparação entre Conversores cc-cc: Abaixador (Buck) e Abaixador-Elevador (Buck-Boost). De Lucca, Reginaldo – Joinville - Instituto Federal de Santa Catarina, 2014. 110 f.

Trabalho de Conclusão de Curso - Instituto Federal de Santa Catarina. Graduação: Curso Superior de Tecnologia em Mecatrônica Industrial. Modalidade: Presencial. Orientador: Luis Sérgio Barros Marques, Dr.

1. Eletrônica de Potência, 2. Conversores de energia cc-cc, 3. Controle PWM, 4. Mosfet.

COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES CC-CC: ABAIXADOR (BUCK) E ABAIXADOR-ELEVADOR (BUCK-BOOST)

REGINALDO DE LUCCA

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Tecnólogo em Mecatrônica Industrial e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso de Mecatrônica Industrial do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Joinville, 07 de Julho de 2014.

Banca Examinadora:

**Prof. Jorge Guedes, M.Sc.
Avaliador**

**Prof. Luis Sérgio Barros Marques, Dr.
Orientador**

**Prof. Luis Mariano Nodari, M.Sc.
Avaliador**

DEDICATÓRIA

A Deus, nossos familiares, amigos, professores e colegas.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus que me propiciou esta grande oportunidade em minha vida. A toda minha família pelo apoio e dedicação que me dispuseram durante todo o curso. Aos meus pais, Selvino Luiz De Lucca e Sirley Agüero De Lucca que nunca mediram esforços para que eu tivesse plenas condições de poder estudar e me dedicar ao meu futuro. A minha amada esposa Caroline Oliari Cardoso De Lucca que sempre me incentivou e compreendeu quando precisei me afastar para estudar. As minhas filhas Angélica De Lucca e Agatha Fernanda De Lucca que são a principal fonte de motivação para ser cada vez mais uma pessoa melhor.

Ao IF-SC que através da sua estrutura proporcionam as condições favoráveis a nossa capacitação. Aos professores do Instituto Federal que contribuíram para aperfeiçoamento profissional dos alunos. Especialmente ao professor Luis Sérgio Barros Marques por sua disponibilidade, colaboração, orientação e auxílio em todas as etapas do trabalho de conclusão de curso. Ao colega Diesel pela troca de experiências e auxílio durante as etapas de construção dos conversores.

RESUMO

Dentre os vários modelos de conversores de energia que existem na eletrônica de potência foi dada ênfase aos conversores cc-cc não isolados, cuja função é converter corrente contínua em corrente contínua. Este trabalho apresenta o projeto e a implementação dos conversores Buck e Buck-Boost. Também Explica o funcionamento dos dois conversores, mostrando as etapas de operação, formas de onda e o equacionamento que os rege. Traz os resultados de simulação com o software Psim e os desenhos das placas no TraxMaker. E por fim, será apresentado a montagem em PCB e os resultados experimentais, com o objetivo de comparar os conversores quanto as suas eficiências sob as mesmas condições de projeto, bem como os esforços sobre os interruptores.

Palavras-Chave: Eletrônica de Potência, Conversores de Energia cc-cc, Controle PWM, Mosfet.

ABSTRACT

Among the various models of power converters that exist in power electronics was given emphasis to dc-dc converters not isolated, whose function is to convert current continues in current continues. This paper presents the design and implementation of converters Buck and Buck-Boost. It also explains the operation of two converters, showing operation steps, waveforms and the governing equation. Brings the simulation results with Psim software and drawing board in TraxMaker. And finally, the mount PCBs and experimental results will be presented, with the objective of comparing the converters as their efficiencies under the same design conditions, as well as efforts on the switches.

Keywords: Power Electronics, Energy Converters dc-dc, PWM control MOSFET.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| FIGURA 1 – TOPOLOGIA DE UM CONVERSOR CC-CC | 27 |
| FIGURA 2 – TOPOLOGIA DOS PRINCIPAIS CONVERSORES CC-CC BÁSICOS | 28 |
| FIGURA 3 – TOPOLOGIA DOS CONVERSORES CC-CC DE QUARTA ORDEM | 29 |
| FIGURA 4 – TOPOLOGIA DOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS..... | 30 |
| FIGURA 5 – ESTRUTURA E SÍMBOLO PARA O DIODO | 31 |
| FIGURA 6 – CARACTERÍSTICAS DE UM DIODO IDEAL..... | 32 |
| FIGURA 7 – POLARIZAÇÕES DE UM DIODO IDEAL | 33 |
| FIGURA 8 – DIODO COMUM E DIODO SHOTTKI | 34 |
| FIGURA 9 – SIMBOLOGIA PARA O INDUTOR | 35 |
| FIGURA 10 – INDUTOR ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA | 35 |
| FIGURA 11 – SIMBOLOGIA PARA O CAPACITOR | 36 |
| FIGURA 12 – CAPACITOR COMO ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA | 37 |
| FIGURA 13 – TOPOLOGIA DO MOSFET..... | 38 |
| FIGURA 14 – TENSÃO ÔHMICA, ATIVA E DE CORTE MOSFET | 39 |
| FIGURA 15 – GERAÇÃO DE SINAL PWM | 40 |
| FIGURA 16 – SINAL DE SAÍDA DO MODULADOR..... | 41 |
| FIGURA 17 – CIRCUITO BÁSICO DE CHAVEAMENTO | 41 |
| FIGURA 18 – FORMA DA ONDA QUE DEFINE O CHAVEAMENTO DO CIRCUITO..... | 42 |
| FIGURA 19 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR CC-CC BUCK | 44 |
| FIGURA 20 – FORMA DE ONDA DO CHAVEAMENTO DO MOSFET | 45 |
| FIGURA 21 – SENTIDO DAS TENSÕES E CORRENTES NO CIRCUITO, MOSFET COMO CHAVE FECHADA..... | 46 |
| FIGURA 22 – SENTIDO DAS TENSÕES E CORRENTES NO CIRCUITO, MOSFET COMO CHAVE ABERTA | 48 |
| FIGURA 23 – FORMA DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DOS COMPONENTES DO CONVERSOR..... | 50 |
| FIGURA 24 – TENSÃO SOBRE O INDUTOR..... | 51 |
| FIGURA 25 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR BUCK-BOOST..... | 55 |
| FIGURA 26 – FORMA DE ONDA DO CHAVEAMENTO DO MOSFET..... | 56 |
| FIGURA 27 – TENSÕES E CORRENTES NO CIRCUITO PARA A PRIMEIRA ETAPA DO CHAVEAMENTO | 56 |
| FIGURA 28 – TENSÕES E CORRENTES NO CIRCUITO PARA A SEGUNDA ETAPA DO CHAVEAMENTO | 57 |
| FIGURA 29 – FORMA DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DOS COMPONENTES DO CONVERSOR BUCK-BOOST | 59 |
| FIGURA 30 – DIAGRAM DE BLOCO DO SG 3524 | 62 |
| FIGURA 31 – CIRCUITO ISOLADOR COM TRANSFORMADOR DE PULSO | 64 |
| FIGURA 32 – INDUTOR PARA CONVERSOR BUCK..... | 75 |
| FIGURA 33 – INDUTOR PARA CONVERSOR BUCK-BOOST. | 78 |
| FIGURA 34 – DESENHO DA PLACA NO TRAXMAKER PARA CONVERSOR BUCK | 79 |
| FIGURA 35 – DESENHO DA PLACA NO TRAXMAKER PARA CONVERSOR BUCK- BOOST..... | 80 |
| FIGURA 36 – CIRCUITO COM LNK-306 | 80 |
| FIGURA 37 – DESENHO DA PLACA NO TRAXMAKER DA FONTE AUXILIAR | 81 |

| | |
|--|-----|
| FIGURA 38 – DESENHO DA PLACA NO TRAXMAKER PARA A GERAÇÃO DO PWM COM O CI SG3524 | 82 |
| FIGURA 39 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR BUCK NO PSIM | 83 |
| FIGURA 40 – TENSÕES GATE SOURCE, DRENO SOURCE E NO DIODO | 84 |
| FIGURA 41 – TENSÃO E CORRENTE NA CARGA..... | 85 |
| FIGURA 42 – TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE NA CHAVE | 85 |
| FIGURA 43 – TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR..... | 86 |
| FIGURA 44 – TENSÃO E CORRENTE NO DIODO | 86 |
| FIGURA 45 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR BUCK-BOOST NO PSIM | 87 |
| FIGURA 46 – TENSÕES GATE-SOURCE, DRENO-SOURCE E NO DIODO | 88 |
| FIGURA 47 – TENSÃO E CORRENTE NA CARGA..... | 88 |
| FIGURA 48 – TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE NA CHAVE (MOSFET) | 89 |
| FIGURA 49 – TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR..... | 90 |
| FIGURA 50 – TENSÃO E CORRENTE NO DIODO | 90 |
| FIGURA 51 – FONTE AUXILIAR DE 60VCC PARA 15VCC..... | 92 |
| FIGURA 52 – PLACA DE COMANDO | 93 |
| FIGURA 53 – PWM CONVERSOR COM RAZÃO CÍCLICA 0,5 (5V/DIV; 25µs/DIV)..... | 93 |
| FIGURA 54 – PLACA DE COMANDO ACOPLADA AO CONVERSOR | 94 |
| FIGURA 55 –TENSÕES NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CONVERSOS BUCK..... | 94 |
| FIGURA 56 – RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR BUCK | 95 |
| FIGURA 57 –TENSÃO DRENO-SOURCE (CANAL 1 (50V/DIV; 10µs/DIV)) E TENSÃO GATE-SOURCE (CANAL 2 (10V/DIV; 10µs/DIV)) MOSFET BUCK..... | 96 |
| FIGURA 58 – FORMA DE ONDA SOBRE O DIODO (20V/DIV; 10µs/DIV)..... | 97 |
| FIGURA 59 – FORMA DE ONDA DE TENSÃO SOBRE O INDUTOR (20V/DIV;10µs/DIV)..... | 98 |
| FIGURA 60 – TENSÃO SOBRE O CAPACITOR BUCK (10V/DIV; 10MS/DIV)..... | 98 |
| FIGURA 61 – TENSÕES E CORRENTES MÉDIAS PARA CONVERSOR BUCK-BOOST ... | 99 |
| FIGURA 62 – TENSÕES PARA O GATE-SOURCE (CANAL 1(20V/DIV; 10µs/DIV)) E DRENO-SOURCE (CANAL 2 (50V/DIV; 10µs/DIV)) | 100 |
| FIGURA 63 – FORMA DE ONDA SOBRE O DIODO BUCK-BOOST (50V/DIV; 10MS/DIV)..... | 101 |
| FIGURA 64 – FORMA DE ONDA DE TENSÃO SOBRE O INDUTOR (20V/DIV; 10µs/DIV)..... | 101 |
| FIGURA 65 – TENSÃO SOBRE A CARGA (10V/DIV; 10MS/DIV)..... | 102 |
| FIGURA 66 – INTERFERÊNCIA NO PWM | 105 |
| FIGURA 67 – NOVO CIRCUITO PARA CORREÇÃO DA AMPLITUDE DO PWM | 106 |
| FIGURA 68 – TENSÕES E CORRENTES MÉDIA DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR BUCK E O PWM SOBRE O GATE-SOURCE DO MOSFET IRF460 (5V/DIV,25US/DIV)..... | 110 |

LISTA DE SIGLAS, ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

| <u>Sigla/Símbolo</u> | <u>Significado Original</u> | <u>Unidade</u> |
|----------------------|---|----------------|
| D | Razão Cíclica | - |
| Ton | Tempo ligado | s |
| Ts | Período de chaveamento | s |
| Toff | Tempo desligado | s |
| Vo médio | Valor médio para tensão na Carga | V |
| Ve | Tensão de entrada | V |
| Vo eficaz | Tensão eficaz da carga | V |
| ws | Velocidade angular | Rad/s |
| π | Número PI | - |
| fs | Frequência de Chaveamento | Hz |
| L | Indutância | H |
| \emptyset | Fluxo magnético | Weber |
| i_L | Corrente do indutor variante no tempo | A |
| v_L | Tensão do indutor variante no tempo | V |
| E | Tensão de entrada | V |
| $B_{m\acute{a}x}$ | Indução magnética máxima | T |
| E_L | Energia no indutor | W.h |
| i_C | Corrente do capacitor variante no tempo | A |
| C | Capacitância | F |
| P_{diss} | Potência dissipada | W |
| R | Resistência | Ω |
| S | Chave S | - |
| R_0 | Resistência da Carga | Ω |
| d | Diodo de potência | - |
| v_D | Tensão diodo variante no tempo | V |
| v_S | Tensão da chave variante no tempo | V |
| I_0 | Corrente da carga | A |
| \dot{i}_S | Corrente da chave variante no tempo | A |
| i_d | Corrente no diodo variante no tempo | A |
| G_I | Ganho de corrente | - |
| Δ | Profundidade de penetração | cm |
| T | Período | s |
| G_V | Ganho de tensão | - |
| P | Potência | W |

| <u>Sigla/Símbolo</u> | <u>Significado Original</u> | <u>Unidade</u> |
|----------------------|---|------------------|
| P_e | Potência média de entrada | W |
| P_0 | Potência média de saída | W |
| f_{op} | Frequência de operação | Hz |
| $J_{máx}$ | Densidade de corrente máxima | A/m ² |
| A_e | Área central do núcleo de Ferrite | cm ² |
| A | Área | cm ² |
| A_w | Área da janela do núcleo de Ferrite | cm ² |
| η | Eficiência | - |
| D_{max} | Diâmetro máximo | cm |
| cc | Corrente contínua | - |
| SCR | Retificador controlador de silício | - |
| CI | Circuito integrado | |
| ac-ca | Corrente alternada | |
| Mosfet | Transistor de efeito de campo metal - óxido - semiconductor | - |
| IGBT | Transistor bipolar com gate isolado | |
| GTO | Tiristor com desligamento pelo gate | |
| TRIAC | Triodo para corrente alternada | |
| PWM | Modulação por largura de pulso | |
| V_{pk} | Tensão de pico | V |
| K | Catodo | |
| A | Anodo | |
| g | Gate | |
| d | Dreno | |
| s | Source | |
| V_C | Tensão sobre o capacitor | V |
| V_{gs} | Tensão gate-source | V |
| I_C | Corrente no capacitor | A |
| V_{th} | Tensão limiar | V |
| R_{ds} | Resistência dreno-source | Ω |
| $I_{L\ máx}$ | Corrente máxima no indutor | A |
| ΔI | Ondulação de corrente | A |
| PCB | Placa de circuito impresso | - |
| i_{ds} | Corrente variante no tempo dreno-source | A |

| <u>Sigla/Símbolo</u> | <u>Significado Original</u> | <u>Unidade</u> |
|----------------------|------------------------------------|-----------------|
| MCC | Modo de condução contínua | - |
| $I_{L\ min}$ | Corrente mínima no indutor | A |
| \bar{I}_0 | Corrente média na carga | A |
| \bar{I}_L | Corrente média no indutor | A |
| K_C | Porcentagem de ondulação capacitor | % |
| K_L | Porcentagem de ondulação indutor | % |
| V_{AK} | Tensão ânodo-catodo | V |
| I_{AK} | Corrente ânodo-catodo | A |
| DZ | Diodo Zener | - |
| R_{lim} | Resistência limitadora | Ω |
| S_{CU} | Seção do cobre | mm ² |

SUMÁRIO

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 1. | INTRODUÇÃO..... | 22 |
| 1.1 | JUSTIFICATIVA..... | 23 |
| 1.2 | OBJETIVOS | 23 |
| 1.3 | OBJETIVOS ESPECÍFICOS..... | 24 |
| 1.4 | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 24 |
| 2. | ELETRÔNICA DE POTÊNCIA | 25 |
| 2.1 | BREVE HISTÓRICO..... | 25 |
| 2.2 | CONVERSORES DE ENERGIA | 26 |
| 2.2.1 | CONVERSORES CC-CC..... | 27 |
| 2.2.2 | CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS | 28 |
| 2.2.3 | CONVERSORES CC-CC ISOLADOS..... | 29 |
| 3. | COMPONENTES DOS CONVERSORES | 31 |
| 3.1 | O DIODO | 31 |
| 3.1.1 | DIODO DE JUNÇÃO PN..... | 31 |
| 3.1.2 | DIODO IDEAL | 32 |
| 3.1.3 | DIODO RÁPIDO | 33 |
| 3.2 | INDUTOR..... | 34 |
| 3.3 | O CAPACITOR IDEAL | 36 |
| 3.4 | MOSFET | 38 |
| 4. | PWM E CONVERSORES DE ENERGIA..... | 40 |
| 4.1 | MODULAÇÃO PWM..... | 40 |
| 4.2 | UMA CHAVE COMO DISPOSITIVO DE CONTROLE DE TENSÃO | 41 |
| 4.3 | CONVERSOR BUCK..... | 44 |
| 4.3.1 | ETAPAS DE OPERAÇÃO | 46 |
| 4.3.1.1 | O MOSFET COMO CHAVE FECHADA..... | 46 |
| 4.3.1.2 | O MOSFET COMO CHAVE ABERTA | 48 |
| 4.3.2 | CÁLCULO PARA O INDUTOR | 52 |
| 4.3.3 | CÁLCULO PARA O CAPACITOR | 53 |
| 4.3.4 | DIMENSIONAMENTO DO MOSFET DE CHAVEAMENTO | 53 |
| 4.3.5 | DIMENSIONAMENTO DO DIODO | 54 |
| 4.4 | CONVERSOR BUCK-BOOST..... | 54 |
| 4.4.1 | O MOSFET COMO CHAVE FECHADA..... | 56 |
| 4.4.2 | MOSFET COMO CHAVE ABERTA | 57 |
| 4.4.3 | CÁLCULO PARA O INDUTOR..... | 61 |
| 4.4.4 | CÁLCULO PARA O CAPACITOR..... | 62 |

| | | |
|-----------|--|------------|
| 4.5 | CIRCUITO INTEGRADO SG3524 NA GERAÇÃO DO SINAL PWM | 62 |
| 4.6 | CIRCUITO DE COMANDO ISOLADOR COM TRAFO DE PULSO ... | 63 |
| 5. | PROJETO CONVERSORES BUCK E BUCK-BOOST.. | 66 |
| 5.1 | DADOS DO PROJETO | 66 |
| 5.2 | CÁLCULO PARA OS COMPONENTES DOS CONVERSOR | 67 |
| 5.2.1 | CONVERSOR BUCK | 67 |
| 5.2.2 | CONVERSOR BUCK-BOOST | 69 |
| 5.2.3 | TABELA COM OS COMPONENTES DIMENSIONADOS | 72 |
| 5.3 | PROJETO FÍSICO PARA OS INDUTORES DOS CONVERSORES . | 73 |
| 5.3.1 | PROJETO FÍSICO PARA O INDUTOR DO CONVERSOR BUCK ... | 73 |
| 5.3.2 | PROJETO FÍSICO PARA O INDUTOR DO CONVERSOR BUCK-BOOST | 76 |
| 5.4 | PROJETO DA PLACA DO CIRCUITO IMPRESSO | 78 |
| 5.4.1 | CONVERSOR BUCK | 78 |
| 5.4.2 | CONVERSOR BUCK-BOOST | 79 |
| 5.4.3 | FONTE AUXILIAR..... | 80 |
| 5.4.4 | PLACA DE COMANDO COM CI SG3524 | 81 |
| 6. | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 83 |
| 7. | MONTAGEM E RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 91 |
| 7.1 | FONTE AUXILIAR..... | 91 |
| 7.2 | CIRCUITO DE COMANDO | 92 |
| 7.3 | ORGANIZAÇÃO DOS CIRCUITOS NA BANCADA..... | 93 |
| 7.3.1 | FORMAS DE ONDA PARA O CONVERSOR BUCK..... | 96 |
| 7.3.2 | FORMAS DE ONDA PARA O CONVERSOR BUCK-BOOST .. | 99 |
| 7.4 | CONCLUSÃO | 103 |
| 8. | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 104 |
| 9. | DIFICULDADES ENCONTRADAS..... | 105 |
| 9.1 | TENSÃO GERADA PELO TRANSFORMADOR DE PULSO | 105 |
| 9.2 | INTERFERÊNCIA GERADA NA PLACA DE COMANDO | 105 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 107 |
| | ANEXO A..... | 109 |

1. INTRODUÇÃO

Com o surgimento do SCR (Retificador controlado de silício) nos anos 60, faz nascer um novo ramo da engenharia elétrica conhecida nos dias atuais como Eletrônica de potência.

Esta ciência é responsável pelo estudo de conversores e controle de energia elétrica em níveis elevados de potência. “O surgimento de componentes que comutam em altas velocidades permitiu o aparecimento de conversores que utilizam frequências cada vez maiores, permitindo redução de peso e volume”, de acordo com Mello (2011, p.13).

Dentre os vários modelos de conversores de energia, se dará ênfase aos conversores cc-cc não isolados, cuja função é converter uma tensão em outra tensão. Pode ser diminuindo e igualando a tensão de saída em relação à tensão de entrada (Conversor chopper cc Buck) ou diminuindo, elevando, igualando e invertendo a tensão de saída (Conversor chopper cc Buck-Boost).

Serão projetados os conversores Buck e Buck-Boost com o mesmo nível para a tensão de saída em relação à mesma tensão de entrada. Serão apresentados os respectivos dimensionamentos, topologias, formas de onda, etapas de chaveamento e análise de seu funcionamento. Será realizada a simulação no Psim, software específico para simulações de circuitos em eletrônica de potência. Para o desenho das placas foi utilizado o software TraxMaker. O sinal PWM, necessário para o a chaveamento será gerado a partir do circuito integrado SG3524.

Ambos os conversores serão montados em PCB com ênfase de apresentar os resultados experimentais, comparar com dado simulados e por fim realizar a comparação de eficiências e esforços sobre os interruptores para os conversores em questão.

1.1 Justificativa

“Os conversores de tensão cc-cc utilizam dispositivos semicondutores que operam como interruptores quase ideais e não apresentam as desvantagens das outras fontes de tensão cc-cc, ou seja, são idealmente não dissipativas e apresentam boa eficiência (em torno de 70%)”, segundo Arrabaça e Gimenez (2003, p.17).

Os conversores Buck e Buck-Boost são utilizados em aplicações industriais. Dentre elas, controle de motores cc para tração elétrica, fontes de alimentação, chaveamento de alimentadores de potência e equipamentos operados com bateria.

1.2 Objetivos

O projeto tem o objetivo de agregar conhecimento científico, de forma qualitativa e quantitativa e os conceitos relativos aos conversores de energia elétrica cc-cc, Buck e Buck-Boost, enfatizando as aplicações na área da eletrônica de potência.

- Projetar o conversor Buck, realizar simulações.
- Projetar o conversor Buck-Boost, realizar simulações.
- Implementar o circuito de comando para geração do sinal PWM.
- Realizar comparação de desempenho entre os conversores.

1.3 Etapas

O trabalho foi desenvolvido de acordo com a sequência abaixo:

- Análise dos conversores Buck e Buck-Boost;
- Concepção e detalhamento do projeto eletrônico;
- Simulação do projeto;
- Confeção e montagem dos conversores;
- Resultados experimentais;
- Considerações finais.

1.4 Organização do Trabalho

Neste capítulo, foram descritos a introdução, os objetivos e a justificativa do projeto com intuito de direcionar o leitor; No capítulo 2 será descrito uma visão geral sobre eletrônica de potência; O capítulo 3 descreverá os principais componentes eletrônicos utilizados nos conversores em questão; Já o capítulo 4 tratará a fundamentação teórica específica para os conversores cc-cc Buck e Buck-Boost; capítulo 5 apresenta o desenvolvimento do projeto dos conversores; No capítulo 6 tem-se as simulações no software Psim dos conversores em questão; Capítulo 7 mostra montagens e os resultados experimentais; No capítulo 8, as considerações finais e por fim no capítulo 9 apresentamos algumas dificuldades encontradas.

2. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

2.1 Breve Histórico.

A eletrônica de potência surgiu com a criação do primeiro dispositivo controlável de estado sólido. O SCR (retificador Controlado de Silício) foi desenvolvido no ano de 1958 pela empresa General Electric. Este dispositivo é mais conhecido como Tiristor.

No final dos anos 60, com o domínio das técnicas de purificação de silício, com a evolução da microeletrônica e dos conhecimentos sobre os fenômenos do estado sólido, os tiristores passaram a ser aplicados no controle de potências na ordem de MVAs. Sua aplicação principal neste período era como retificador (conversor ca – cc) no acionamento de motores de corrente continua.

O uso do tiristor enfrentou dificuldades para aplicações como sistemas com alimentação em corrente devido à incapacidade de este dispositivo ser desligado atuando no terminal de controle ou Gate. A solução veio com Willian McMurray, com seus circuitos de comutação, permitindo a conversão de cc-cc e conversão de cc – ca (inversores), que foi amplamente utilizada na substituição de motores cc por motores de indução com velocidade variável.

A primeira aplicação ferroviária de conversores eletrônicos de potência aconteceu no Japão em 1969, com o controle do enrolamento de campo (por meio de conversor CC-CC) dos motores CC de tração. No Brasil, a modernização dos transportes aconteceu a partir dos sistemas metroviários no final dos anos 70, ainda baseados em motores CC e conversores CC-CC. A primeira aplicação comercial de motor de indução em tração ferroviária ocorreu em 1982 (POMILIO, 2012, p.6).

O fim da hegemonia do tiristores ocorre nos anos 80, com o surgimento do GTO (*Gate Turn – off Thyristor*). Este interruptor permite tanto o disparo quanto o bloqueio controlado. Os GTO's

dominaram até o final dos anos 90, eram aplicados em tração com alimentação cc, tanto para movimentação de motores cc como motores ca.

No Brasil, na década de 80, foi instalado o sistema de transmissão de energia por meio de linhas em corrente contínua. A função era trazer energia da parte paraguaia de Itaipu, gerada a 50HZ até o sudeste do Brasil, onde se converte a energia para 60HZ utilizando retificadores e inversores a tiristores. Mais tarde surgiram dispositivos de compensação, como RCT (*Reator Controlado Tiristor*) e o TCSC (*Thiristor Controlled Series Comperator*), instalados no século XXI na interligação dos sistemas norte (Tucuruí) ao sistema Sul.

Os transistores na década de 70 evoluíram para atuar como interruptores aplicados no suprimento de energia para computadores, sistemas espaciais, reatores para lâmpadas fluorescentes e televisores, tendo a sua melhor aplicação a partir de fontes cc.

Graças ao desenvolvimento de transistores bipolares de potência se somou a evolução dos transistores de efeito de campo, principalmente o MOSFET (*Metal – Oxide Silicon Fielde Effect Transistor*) aplicado em baixa tensão, até o surgimento do IGBT (*Insulated gate Bipolar Transistor*) no final dos anos 80. A disponibilidade de transistores com capacidade de comutar na faixa de dezenas ou centenas de kHz tornou possível uma grande redução no volume dos transformadores, indutores e capacitores utilizados nos conversores, minimizando o espaço requerido pelas fontes de alimentação dos equipamentos.

2.2 Conversores de Energia

Segundo De Mello (2011, p13), “a conversão de energia estuda as várias formas de adequar uma tensão a partir de outra, de modo a obtermos o nível de tensão desejado na saída”.

A eletrônica de potência como ciência dedica-se ao estudo de conversores estáticos, ao qual, são constituídos por elementos passivos (resistores, capacitores, indutores) e elementos ativos (Diodo, Tiristores, Transistores, GTO's, Triacs, IGBT's e

Mosfet's) mais conhecidos como dispositivos semicondutores de potência para conversão e controle de energia elétrica.

Os conversores mais conhecidos na eletrônica de potência são os retificadores não controlados, retificadores controlados, controladores de potência AC, inversores, ciclo conversores, chaves estáticas e conversores cc-cc.

Devido ao fato do trabalho concentra-se na conversão cc-cc, segue uma breve explanação sobre os mesmos.

2.2.1 Conversores cc-cc

Os conversores tensão cc-cc são responsáveis pela conversão de energia entre uma fonte de tensão contínua, adequando o nível para a tensão contínua na carga. A tensão de saída pode ter amplitude maior ou menor que a de entrada. Esta conversão é possível devido ao chaveamento dos dispositivos ativos e da transferência de energia entre os elementos passivos (indutores e capacitores) presentes no circuito. Como se observa na Figura 1, Sistema de Conversão é definido como um sistema de processamento de energia composto por três partes:

- Fonte de tensão de entrada;
- Célula de comutação (conversor cc-cc e o controle);
- Tensão de saída.

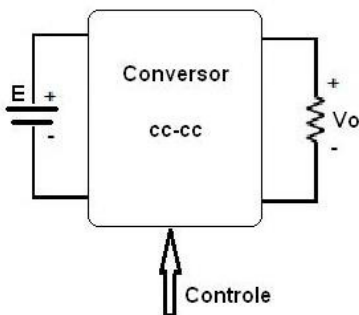


Figura 1 – Topologia de um conversor cc-cc.

Fonte: Autor.

O elemento principal num sistema de transferência de energia é o conversor. De modo geral é definido por uma fonte

de entrada de energia, um elemento de saída e um elemento de controle de alta frequência para realizar a comutação de estados.

2.2.2 Conversores cc-cc Básicos não Isolados

São constituídos por elementos ativos e passivos, podendo operar com frequência de comutação nem sempre constante e com razão cíclica variável. O funcionamento está baseado na operação complementar de dois interruptores conectados a um ponto comum. Enquanto o interruptor principal conduz provoca o bloqueio do diodo e quando o interruptor está no estado bloqueado o diodo encontra-se em condução.

Os conversores não isolados básicos mais conhecidos são o Buck, o Boost e o Buck-Boost, como mostra a Figura 2. O conversor Boost é um elevador de tensão, ou seja, a tensão de saída é maior do que a tensão de entrada. Já o conversor Buck é um abaixador de tensão da saída em relação à tensão de entrada. O Buck-Boost apresenta as duas formas de operação, pode ser abaixador ou elevador de tensão, mas com uma característica importante, a tensão de saída é invertida em relação à entrada.

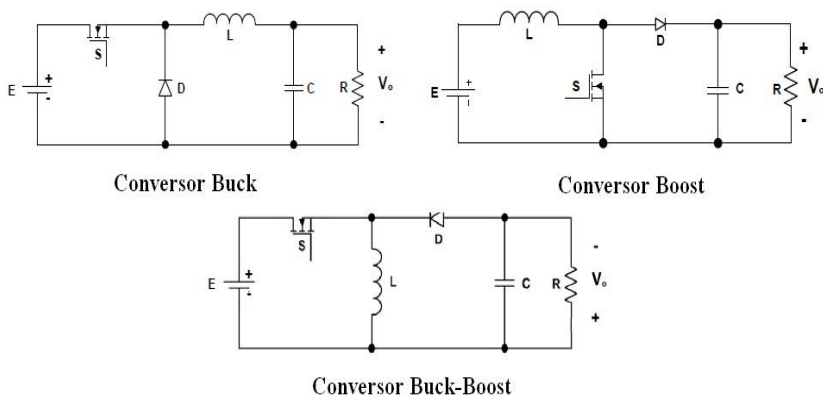


Figura 2 - Topologia dos principais conversores cc-cc básicos.

Fonte: Autor.

Os três conversores citados acima servem como base para formação dos conversores não isolados Cúk, Sepic e Zeta

considerados de quarta ordem, como mostra a Figura 3. Estes dependem da razão cíclica para determinar se vão operar como abaixador ou elevador para tensão de saída em relação à tensão de entrada.

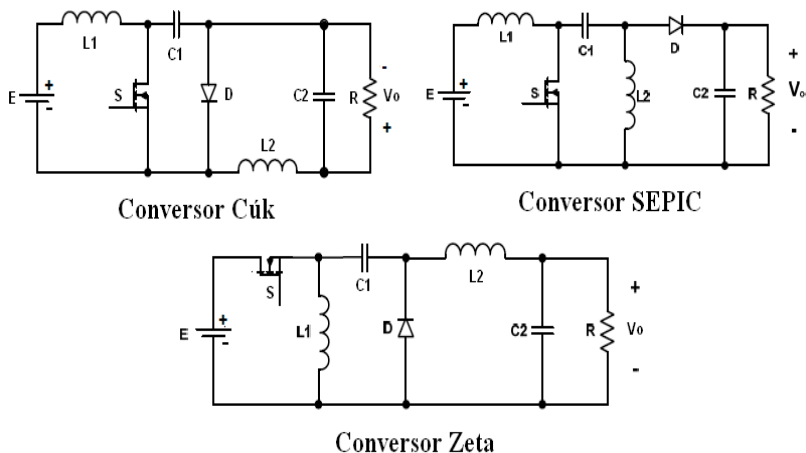


Figura 3 - Topologia dos conversores cc-cc de quarta ordem.
Fonte: Autor.

2.2.3 Conversores cc-cc Isolados

A principal diferença entre conversores cc-cc não isolados e isolados é a presença do transformador na topologia dos isolados. Portanto, os conversores cc-cc isolados proporcionam isolamento galvânico entre a fonte de entrada e a carga. Suas vantagens são o baixo custo, elevada robustez, alta confiabilidade e simplicidade de projeto e operação.

Os conversores cc-cc isolados mais conhecidos são o Flyback, Forward, Push-Pull, Meia Ponte e o Ponte Completa. Tem-se na Figura 4 as topologias dos conversores citados acima.

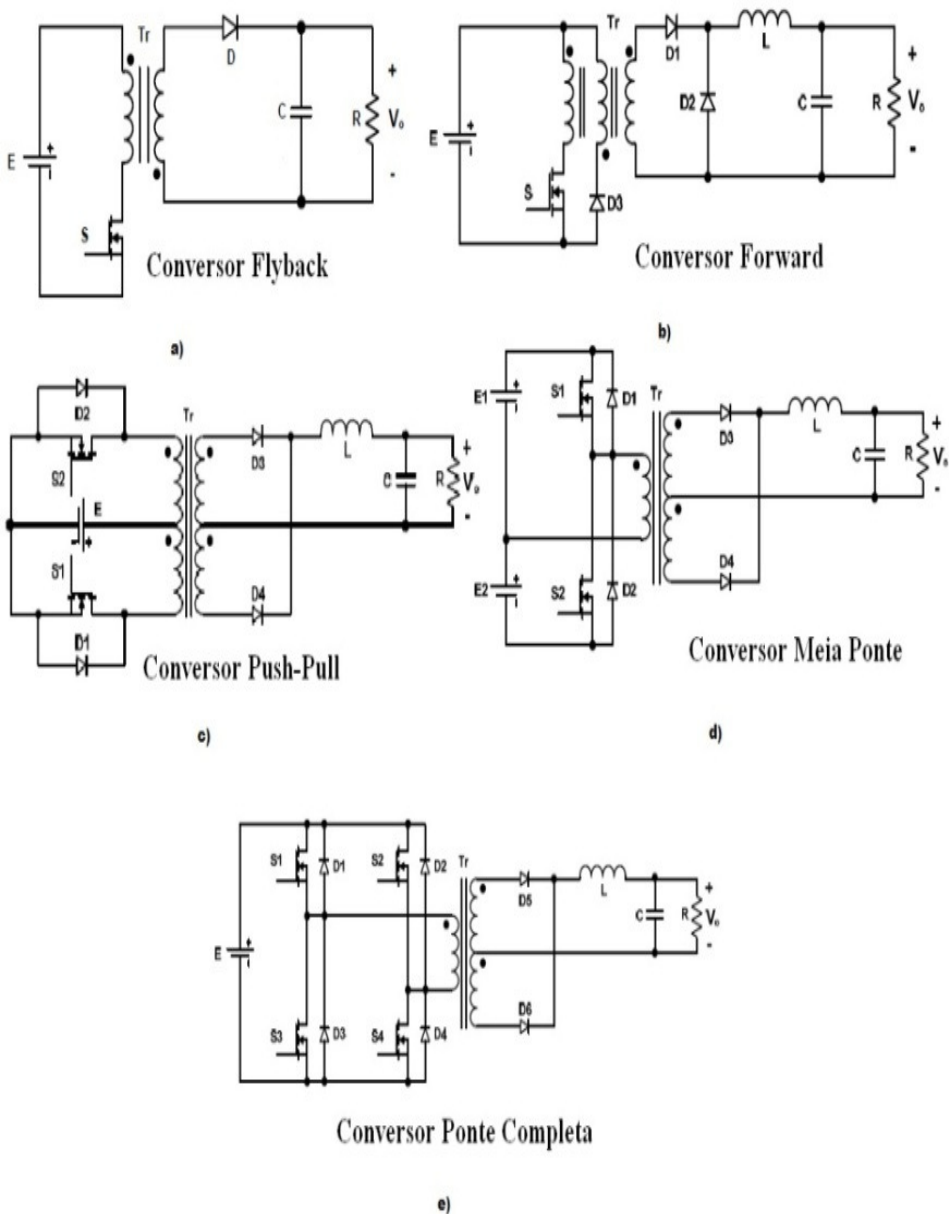


Figura 4 - Topologia dos conversores cc-cc isolados.
Fonte: Autor.

3 COMPONENTES DOS CONVERSORES

3.1 O Diodo

3.1.1 Diodo de Junção

O diodo de junção é um dispositivo de estado sólido simples, formado pela união de um cristal tipo P e outro tipo N, obtendo-se a junção PN.

Os diodos podem ser fabricados a partir do germânio ou do silício. Em eletrônica de potência os diodos são geralmente fabricados com o silício, pois podem operar em correntes maiores e temperaturas de junção mais elevada.

Na Figura 5 observa-se a estrutura de um diodo semiconductor e seu símbolo. Ele possui dois terminais, um é chamado de ânodo A (na junção P) e o outro é chamado de cátodo K (na junção N). Quando a tensão do ânodo é mais elevada que a do cátodo ele está diretamente polarizado (permite a condução), caso contrário está inversamente polarizado (não permite a condução).

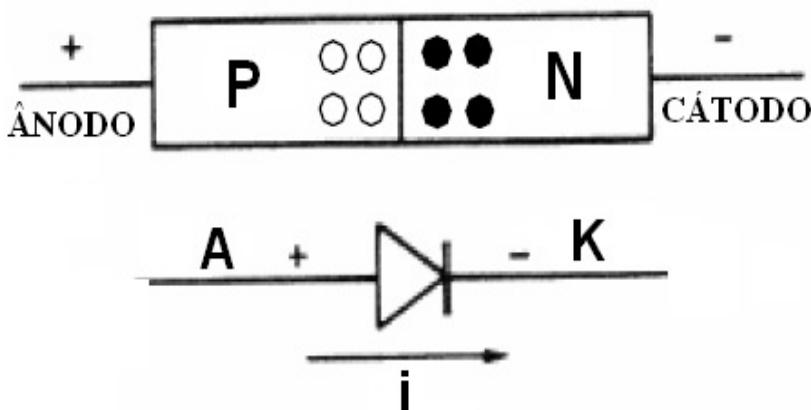


Figura 5 - Estrutura e símbolo para o diodo
Fonte: Autor.

3.1.2 Diodo Ideal

A Figura 6 mostra as características ideais de um diodo. Observa-se que quando está polarizado diretamente, não há tensão sobre ele. E Quando está inversamente polarizado, não há corrente passando pelo diodo. A tensão reversa sobre o diodo depende, então, da fonte de tensão e dos outros elementos do circuito. (AHMED, Ashfaq. Eletrônica de Potência; Editora: Prentice Hall, 1a edição, 2006.)

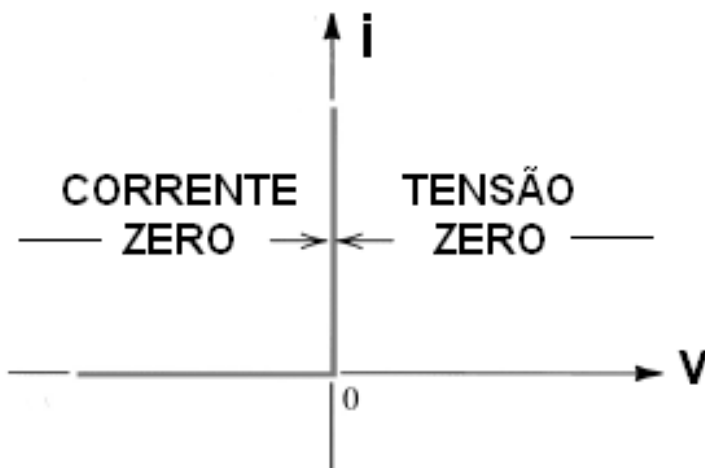


Figura 6 - Características de um diodo ideal.

Fonte: Autor.

Essa característica torna o diodo ideal similar a uma chave que conduz corrente apenas em uma direção. Essa chave poderia ligar e desligar por si mesma, dependendo da polaridade da tensão em seus terminais. “Quando o ânodo do diodo é mais positivo do que o cátodo, pode-se considerá-lo como se fosse uma chave fechada, Figura 7b, e como uma chave aberta quando o diodo está inversamente polarizado, ou seja, o ânodo esta mais negativo do que o cátodo”, Figura 7a.

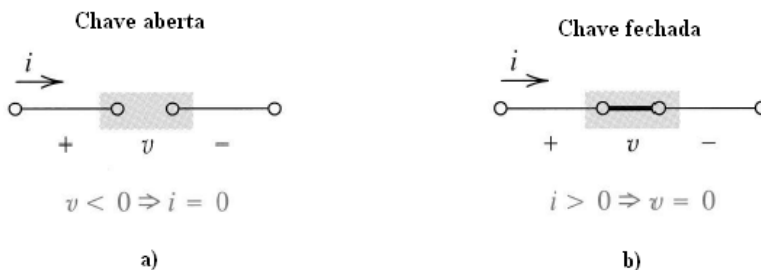


Figura 7 - Polarizações de um diodo ideal.

Fonte: Apostila de Eletrônica Básica – Colégio Técnico de Campinas-
Campinas – 2012_09. Acesso em 29/05/2014
Modificado pelo autor.

3.1.3 Diodo Rápido

O tempo de recuperação reversa (t_{rr}) é o tempo decorrido para o diodo deixar de conduzir, após a mudança de polarização de direta para inversa. Seria nulo para um diodo ideal. Diodos comuns apresentam tempos na faixa de microssegundos e diodos rápidos (para frequências mais elevadas), na faixa de nanossegundos.

Um diodo, como qualquer outro componente eletrônico, precisa de certo tempo para passar do seu estado de condução para bloqueio. No entanto, acima de certa frequência, esse tempo de recuperação se torna importante, podendo até superar o tempo de duração do semiciclo do sinal no sentido inverso, o que significa que não dá tempo para o diodo deixar de conduzir, e com isso a corrente não é retificada.

O principal destaque entre os diodos rápidos é o diodo Schottky que possuem uma camada de metal sobre o semicondutor e faz com que este possua um menor tempo de recuperação, pois não há recombinação de cargas do diodo de junção. Outra vantagem é a maior densidade de corrente, o que significa uma queda de tensão direta menor que a dos diodos

comuns de junção. São usados principalmente em circuitos de alta frequência, de alta velocidade de comutação.

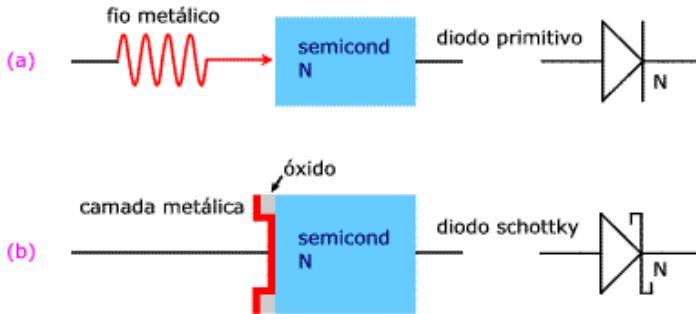


Figura 8 - a) diodo comum e em b) diodo Schottky e sua camada metálica
Fonte: http://www.mspc.eng.br/elettrn/semic_210.shtml

3.2 Indutor

O indutor é um dispositivo que gera um campo magnético devido à circulação de uma corrente elétrica entre seus terminais, sendo este campo magnético diretamente proporcional à essa corrente. É um elemento armazenador de energia magnética e caracterizado por uma indutância L que pode ser expressa como a relação entre o fluxo magnético e a corrente i_L , conforme equação (2.1).

$$L = \frac{\phi}{i_L} \quad (2.1)$$

Na Figura 9 verifica-se a simbologia para o indutor. Este elemento não suporta variações bruscas da corrente elétrica entre terminais e a tensão sobre ele é determinada pela equação (2.2).

Pode-se entender o funcionamento do indutor fazendo uma análise da equação (2.2). Se a corrente elétrica que flui em função do tempo pelo indutor ideal, for constante, sua derivada é nula e a tensão V_L sobre ele também é 0.

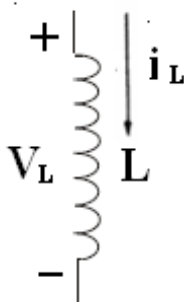


Figura 9 - Simbologia para o indutor.
Fonte: Autor

$$v_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

Seja i_L a corrente elétrica que flui em função do tempo pelo indutor ideal, se ela for uma função crescente, sua derivada é positiva e a tensão V_L tem a polaridade inversa da corrente (Figura 10a). Se a corrente elétrica i_L que flui em função de tempo pelo indutor ideal, for uma função decrescente, sua derivada é negativa e sua tensão V_L muda de polaridade (Figura 10b).

Então conclui-se que a corrente não muda de sentido. Mesmo variando a intensidade da mesma sobre o indutor o que muda é a tensão V_L que no último caso muda de polaridade.

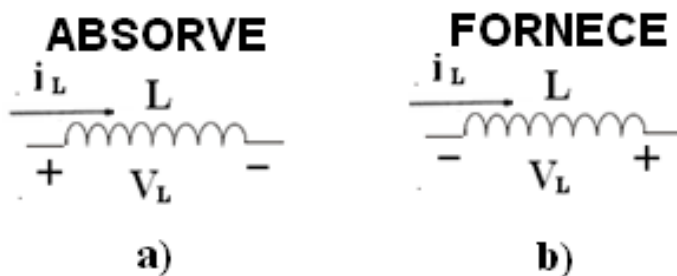


Figura 10 – Indutor elemento armazenador de energia.
Fonte: Autor

A energia armazenada em um indutor é dada pela metade do produto entre a indutância e o quadrado da corrente que circula por ele, conforme equação (2.3).

$$E_L = \frac{1}{2} L \cdot i_L^2 \quad (2.3)$$

3.3 O Capacitor Ideal

O capacitor é composto por duas placas condutoras, separadas por um material dielétrico. O seu funcionamento baseia-se no armazenamento de cargas elétricas entre suas placas condutoras com polaridades contrárias. Esta capacidade de armazenamento é denominada capacitância e é medida em Faraday (F).

Segundo Devair e Salvador “o capacitor é um bipolo elétrico capaz de criar um campo elétrico em seu interior quando se aplica uma tensão em seus terminais”, ver Figura 11.

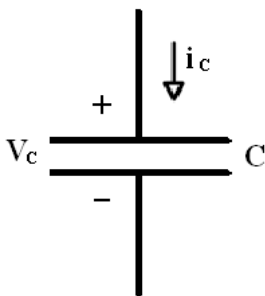


Figura 11 – Simbologia para o Capacitor.
Fonte: Autor

Este componente não suporta variação brusca de tensão. Pois, tanto o surgimento como o desaparecimento do campo elétrico não são instantâneos.

Segundo Devair e Salvador “quando a tensão é aplicada ou retirada de seus terminais, há um transitório para que o campo elétrico aumente ou diminua”.

A equação (2.4) descreve o comportamento da corrente elétrica no capacitor ideal.

$$i_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (2.4)$$

Analisando a equação (2.4) percebe-se que se a tensão V_C que é uma função no tempo, for constante, sua derivada é nula e conseqüentemente a corrente I_C é zero. A energia armazenada sobre ele não se altera e o capacitor se comporta como um circuito aberto;

Se a tensão V_C for crescente observa-se que a sua derivada é positiva e a corrente tem o sentido oposto da tensão (Figura 12a). Desta forma o capacitor está armazenando energia, ou seja, ele está funcionando como um bipolo elétrico receptor de energia elétrica.

Se a tensão elétrica V_C for decrescente observa-se que a derivada se torna negativa, portanto a corrente elétrica muda de sentido ficando igual ao sentido da tensão V_C , (Figura 12b). Conseqüentemente a energia entre seus terminais decresce e o capacitor se torna um bipolo elétrico fornecedor de energia, ou seja, transforma-se em uma fonte de tensão.

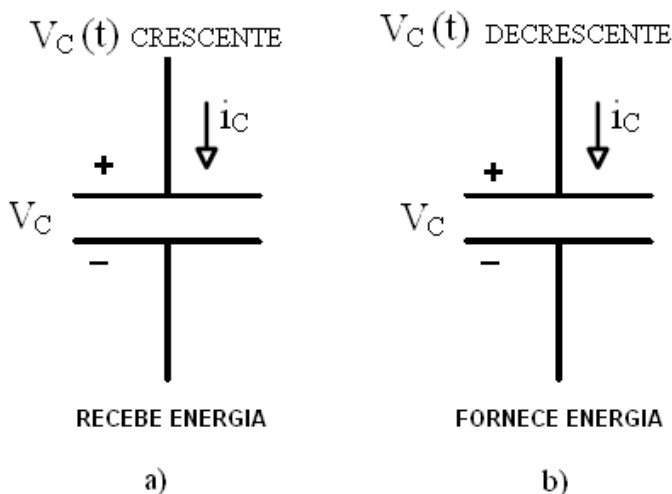


Figura 12 - Capacitor como elemento armazenador de energia.
Fonte: Autor

3.4 Mosfet

Mosfet de potência é um semicondutor de controle de corrente, por meio de tensão aplicada entre os terminais dreno e source. Tem capacidade de chavear em alta frequência. Pode ser utilizado em frequências elevadas e para potências de até alguns quilowatts.

O Mosfet canal N, visualizado na Figura 13 é composto por três terminais. O gate (g), o dreno (d) e o Source (s).

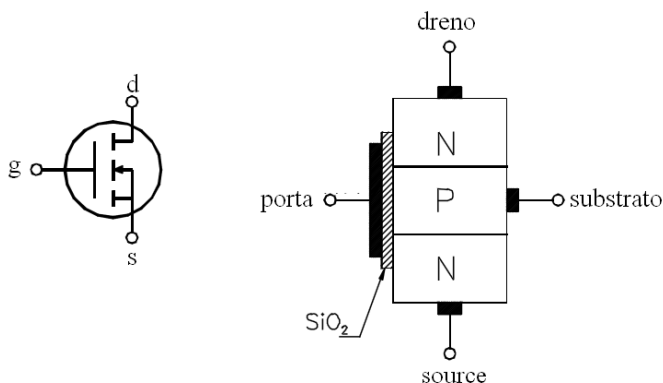


Figura 13 - Topologia do Mosfet.

Fonte: Apostila de Eletrônica Básica – Colégio Técnico de Campinas-
Campinas – 2012_09 . Acesso em 30/05/2014

O Mosfet passará para o estado ligado quando a tensão gate-source V_{gs} for positiva e maior que a tensão limiar V_{th} . Quanto maior a tensão V_{gs} maior será a corrente de dreno i_d . Na Figura 14, existem três regiões distintas na curva de operação para dada tensão da porta:

- Região de corte: ocorre quando $V_{gs} < V_{th}$. A corrente do dreno é igual a zero. Nesta região, temos que cuidar para não ultrapassar a tensão V_{ds} valor para a tensão de ruptura dado pelo fabricante. Se isso ocorrer o dispositivo entrar no estado de avalanche.

- Região ativa: ocorre quando $V_{gs} > V_{th}$. A corrente i_d é controlada por V_{gs} . Mas para um dado valor de V_{gs} a corrente de

dreno permanece constante. Neste estado a tensão V_{ds} e a corrente i_d podem ser elevadas e as perdas de potência estão associadas ao produto i_d por V_{ds} . Neste caso, este estado é pouco usado.

- Região ôhmica: esta região é a mais utilizada na eletrônica de potência. Neste caso se $V_{gs} > V_{th}$ a corrente de dreno i_d aumenta proporcionalmente a tensão dreno – Source V_{ds} e chave está ligado.

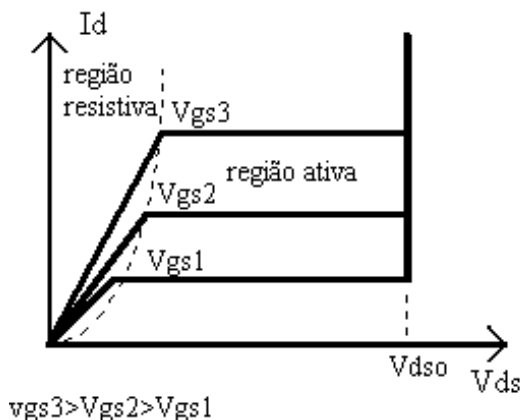


Figura 14 - Tensão ôhmica, ativa e de corte Mosfet

Fonte: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/harmo/fpcap3/cap3.html>.

O semicondutor trabalha como chave somente na região ôhmica, pois, as perdas do dispositivo são menores. Isso ocorre devido à tensão V_{ds} ser pequena e a corrente de dreno ser limitada pela carga.

Neste estado o Mosfet funciona como um resistor com valor baixo denominador R_{ds} . Quanto menor R_{ds} menor são as perdas no estado de condução que é dado pela equação (2.5).

$$P_{diss} = R_{ds} \cdot i_{ds}^2 \quad (2.5)$$

R_{ds} mínimo é obtido para uma tensão V_{gs} tal que a que i_{ds} seja máxima.

4. PWM E CONVERSORES DE ENERGIA

4.1 Modulação PWM

Em conversores cc-cc a técnica mais utilizada para controle do interruptor de alta frequência é a modulação PWM (Modulação Por Largura de Pulso). Essa técnica consiste na comparação de dois sinais de tensão, o sinal modulante e a portadora. O primeiro é o sinal de referência (baixa frequência), que no caso de conversores cc-cc deve ser de tensão contínua, conforme Figura 16, uma vez, o que se deseja obter justamente uma tensão contínua na saída do conversor.

Para o sinal de Portadora é utilizado um sinal dente de serra ou triangular em alta frequência, pois ele é responsável pela definição da frequência de chaveamento dos interruptores no circuito de potência.

Os sinais Modulante e Portadora são aplicados nas entradas de um comparador. A largura de pulso na saída do modulador varia de acordo com a amplitude do sinal de tensão contínuo em relação ao sinal de tensão dente de serra. Obtém-se assim a modulação por largura de pulso, como mostram as Figuras 15 e 16.

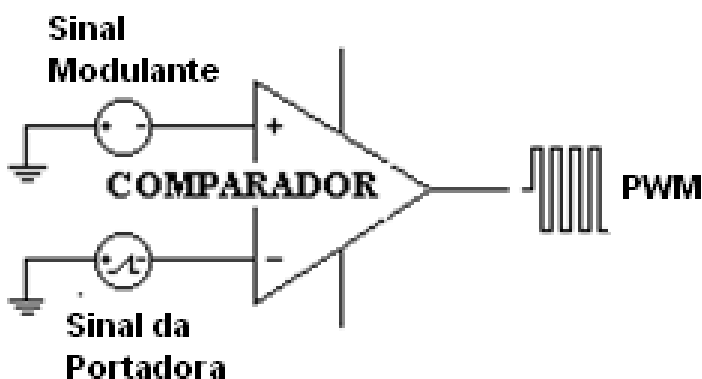


Figura 15 - Geração de sinal PWM.
Fonte: Autor.

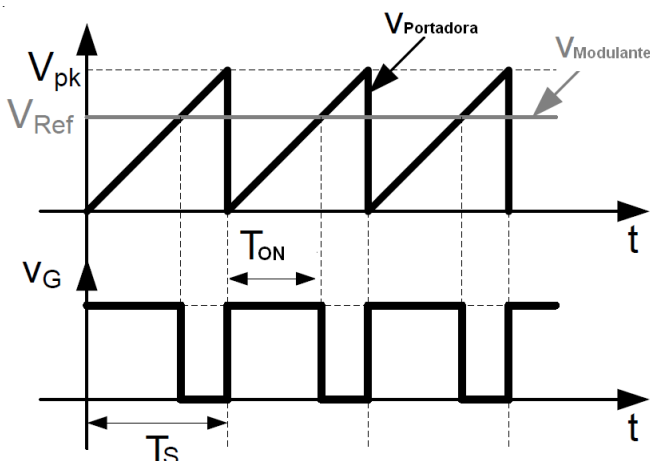


Figura 16 - Sinal de saída do modulador.

Fonte: Autor.

Através do sinal modulado podemos concluir que a razão cíclica D é definida pela relação entre o tempo de operação T_{ON} e o tempo de chaveamento T_S equação (2.6).

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (2.6)$$

4.2 Uma Chave como Dispositivo de Controle de Tensão

Analisando os circuitos da Figura 17.

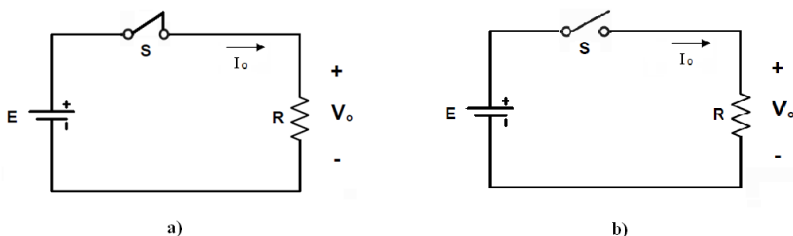


Figura 17 - Circuito básico de chaveamento.

Fonte: Autor.

Na Figura 17 observa-se que se a chave “S” estiver fechada, a tensão de saída V_0 será igual a tensão de entrada V_e , então toda a energia foi transferida. Mas segundo a Figura 6b, se a chave “S” estiver aberta a corrente da fonte “ I_e ” é igual a corrente da carga I_0 e ambas são nulas, assim como, a tensão de saída V_0 também é igual a zero. Nessa situação a energia transferida é nula.

O valor de tensão de saída V_0 é resultado do acionamento e do desligamento da chave “S”, cuja frequência de operação f_s é inversamente proporcional a T_s , onde T_s é o período da forma de onda que define o chaveamento. (Arrabaca, 2011, p56).

O período T_s é igual à soma do tempo em que a chave S permanece fechada T_{ON} com o tempo em que a chave S permanece aberta T_{OFF} conforme equação (2.7).

$$T_s = T_{ON} + T_{OFF} \quad (2.7)$$

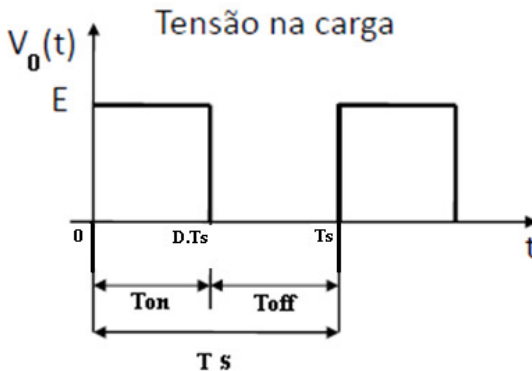


Figura 18 - Forma da onda que define o chaveamento do circuito.
Fonte: Autor.

Analisando a Figura 18 percebe-se que no instante $D.T_s$ a tensão de saída decresce de V_e para “0” e no instante T_s ela

cresce de “0” para V_e , ocorrendo periodicamente e este fato permite definir o valor médio da tensão de saída ($V_{0médio}$), observe a equação (2.9). O valor eficaz para a tensão ($V_{0eficaz}$) na carga é definido conforme equação (2.10).

Equação para o valor médio de uma onda periódica: equação (2.8):

$$V_{0médio} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} V_e dt \quad (2.8)$$

E desenvolvendo a integral tem-se a equação (2.9) do valor médio para a tensão de saída do circuito:

$$V_{0médio} = D.V_e \quad (2.9)$$

Equação (2.10) para o valor eficaz de uma onda periódica:

$$(V_{0eficaz})^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} (V_e)^2 dt \quad (2.10)$$

E desenvolvendo a integral chega-se a equação (2.11) do valor eficaz para a tensão de saída do circuito em questão:

$$V_{0eficaz} = \sqrt{D}.V_e \quad (2.11)$$

A velocidade angular é determinada pela seguinte equação (2.12):

$$\omega_s = 2\pi.f_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (2.12)$$

4.3 Conversor Buck

A Figura 19 apresenta a topologia do conversor Buck. Tanto a tensão de entrada quanto a tensão de saída possuem a mesma polaridade. Os elementos que compõem o circuito são:

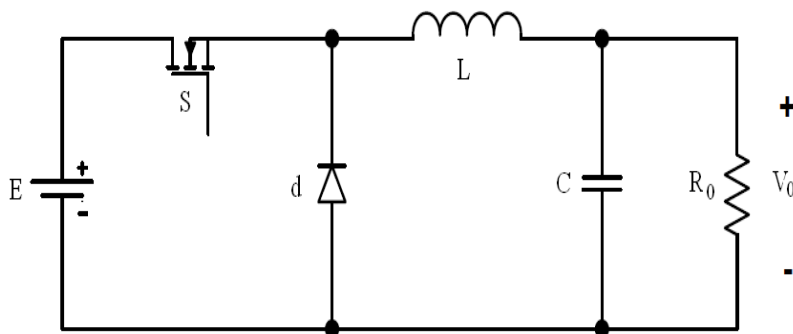


Figura 19 - Topologia do conversor cc-cc Buck.
Fonte: Autor.

E – Tensão de entrada.

S - Chave de potência.

L - Indutor.

C - Capacitor.

R_0 – Carga.

d – Diodo de potência.

Como já foi citado, o chaveamento do Mosfet é muito importante para o conversor. Analisando a Figura 20, tem-se no gráfico duas etapas bem distintas no chaveando da chave “S”, a primeira etapa é o instante em que a chave conduz T_{on} cujo intervalo é dado $0 \leq t \leq D.T_s$ onde D foi definido na equação

(2.1), T_s é o período de chaveamento e a razão cíclica varia de 0 a 1. Considerando a chave ideal, ou seja sem perdas, neste intervalo de tempo ela é considerada um curto circuito e a energia da entrada é transferida para a saída. No instante seguinte T_{off} cujo intervalo é $D.T_s \leq t \leq T_s$ o Mosfet abre e nenhuma energia é transferida pela fonte.

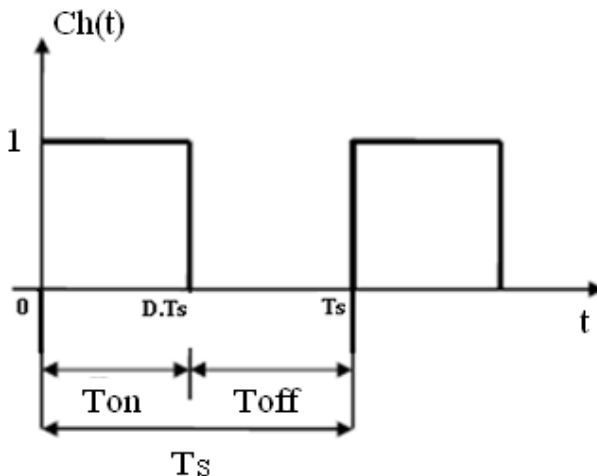


Figura 20 - Forma de onda do chaveamento do Mosfet.
Fonte: autor

Para o detalhamento do funcionamento do conversor Buck, nos itens a seguir, se utilizará o modo de condução contínuo (MCC). O modo de condução contínuo se caracteriza pela corrente no indutor i_L em nenhum instante de tempo, durante o período de chaveamento, se anular.

Observação: para o equacionamento e figuras dos itens a seguir, os valores de tensão e corrente elétricas com letras minúsculas serão consideradas como funções variantes no tempo, e as de letras maiúsculas como não variantes no tempo.

Ex: $i_L = i_L(t)$, variante no tempo.

V_e não varia no tempo, ou seja, é constante.

4.3.1 Etapas de Operação

4.3.1.1 Primeira etapa: O Mosfet como Chave Fechada

Durante o intervalo $\{[0, D.T_s]\}$ o Mosfet está saturado, portanto, trabalha como chave fechada (curto circuito), ver Figura 21.

Nesta etapa a tensão de entrada V_e é conectada diretamente ao circuito L, C, R . O diodo d está reversamente polarizado funcionando como circuito aberto. Tanto a tensão na carga quanto a corrente são constantes. A tensão sobre o indutor é positiva e constante. A corrente no indutor cresce linearmente com o tempo $i_L(t)$. Então o indutor está armazenando energia em forma de campo magnético.

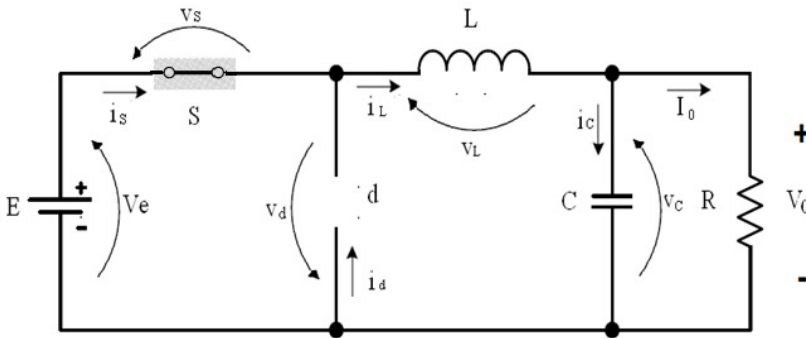


Figura 21 - Sentido das tensões e correntes no circuito, Mosfet como chave fechada.

Fonte: Autor.

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 21, se obtém as seguintes relações.

$$v_D = -V_e$$

$$v_S = 0$$

$$v_C = V_0$$

$$v_L = V_e - V_0 \quad (2.13)$$

$$i_d = 0$$

$$i_s = i_L = i_c + I_0 \quad (2.14)$$

Usando a equação abaixo para a corrente no indutor é possível obter uma equação para a variação de corrente no intervalo T_{on} .

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t).dt + i_L(0) \quad (2.15)$$

Substituindo a equação (2.13) em (2.15) tem-se:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (V_e - V_0).dt + i_L(0)$$

$$i_L(t) = \frac{(V_e - V_0)}{L}.t + i_L(0) \quad (2.16)$$

Resolvendo a integral para o intervalo $0 \leq t \leq D.T_s$ e considerando $i_L(0) = I_{L\min}$ é possível chegar à equação abaixo:

$$i_L(D.T_s) = \frac{(V_e - V_0)}{L}.D.T_s + I_{L\min}$$

Se $i_L(D.T_s) = I_{L\max}$ se obtém a equação 2.17.

$$\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{(V_e - V_0)}{L}.D.T_s$$

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)}{L.f_s}.V_0 \quad (2.17)$$

4.3.1.2 Segunda Etapa: O Mosfet como Chave Aberta

Durante a segunda etapa de operação do conversor a chave principal de potência abre, o diodo passa a conduzir e a tensão de entrada V_e é desconectada do circuito mostra Figura 22. Neste instante o indutor opera como fonte de corrente, devolvendo a energia, armazenado em seu campo magnético durante o intervalo T_{on} e mantendo a corrente da carga constante. A tensão sobre ele é constante e negativa. A corrente do indutor é uma função do tempo $i_L(t)$ decresce linearmente de um valor $I_{L\text{ Máx}}$ até o valor $I_{L\text{ mín}}$.

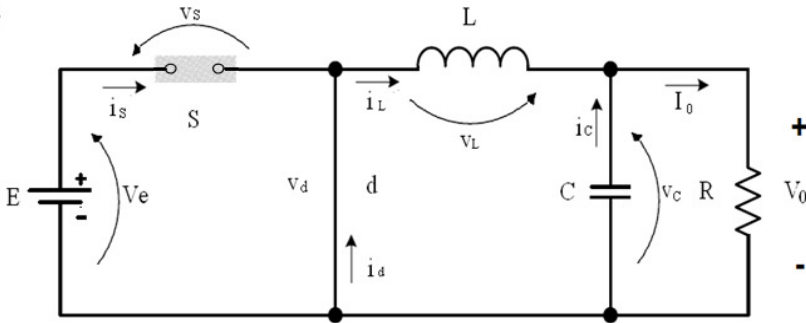


Figura 22 - Sentido das tensões e correntes no circuito, Mosfet como chave aberta.

Fonte: Autor.

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 22 e considerando a tensão V_0 e I_0 , constantes e lisas, obtém-se as seguintes equações.

$$V_e = v_S$$

$$v_d = 0$$

$$v_L = -v_C = -V_0 \quad (2.18)$$

$$i_S = i_e = 0$$

$$i_L = I_C + I_0 \quad (2.19)$$

Segundo Devair e Salvador “Nos dois intervalos a corrente elétrica que flui no indutor i_L obedece à equação (2.19). Portanto é valido afirmar que o valor médio para a corrente elétrica no indutor \bar{I}_L , é igual ao valor da corrente média do capacitor \bar{I}_C somada com a corrente média da carga \bar{I}_0 ”. Mas o valor médio da corrente do capacitor \bar{I}_C é igual a zero, pois a tensão elétrica na carga é lisa (constante), e o valor médio da corrente no resistor é igual a $i_0 = V_0/R$, que resulta na igualdade apresentada pela equação (2.20).

$$\bar{I}_L = \frac{V_0}{R} \quad (2.20)$$

Sabendo que a equação para o valor médio de uma função qualquer é dada por:

$$\bar{F} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt$$

O valor médio para a corrente elétrica no indutor \bar{I}_L é dado pela equação (2.21).

$$\bar{I}_L = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L(t) \cdot dt \quad (2.21)$$

Resolvendo a integral para o intervalo T_{on} de $\{[0, D \cdot T_s]\}$ e substituindo a equação (2.16) tem-se:

$$\bar{I}_L = \frac{1}{D \cdot T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\frac{(V_e - V_0)}{L} t + i_L(0) \right] \cdot dt \quad (2.22)$$

Igualando as equações (2.22) e (2.20) e resolvendo a integral em função de tempo. Obtém-se a equação (2.23) que determina a corrente mínima no indutor.

$$I_{L \text{ mín}} = \frac{V_0}{R} - \left[\frac{(V_e - V_0)}{2L} D \cdot T_s \right] \quad (2.23)$$

Substituindo a equação (2.23) na equação (2.17) obtém-se a equação 2.14 que fornece o valor máximo para a corrente no indutor $I_{L \text{ Máx}}$.

Abaixo se encontra o gráfico da forma de onda para a tensão no indutor para as condições ideais.

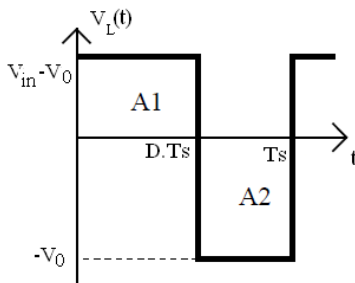


Figura 24 - Tensão sobre o indutor.

Fonte: Apostila de Introdução aos Conversores CC-CC, professor Dr. Ivo Barbi - UFSC - Florianópolis – agosto/2001 . Acesso em 30/05/2014
Modificado pelo autor.

Como o valor médio da tensão no indutor é nulo, a área sob a curva positiva A1 é igual à área sob a curva negativa A2 da Figura 24. Igualando as áreas chega-se:

$$(V_e - V_0) \cdot D \cdot T_s = -(-V_0) \cdot (1 - d) \cdot T_s$$

Desenvolvendo:

$$V_e \cdot D - V_0 \cdot D + V_0 \cdot D = V_0$$

$$V_0 = D \cdot V_e$$

Assim obtêm-se a equação (2.25), que nada mais é o ganho estático de tensão G_V .

$$D = G_V = \frac{V_0}{V_e} \quad (2.25)$$

Considerando as condições de perdas nulas de potência nos bipolos pode-se igualar o valor de potência de entrada com a potência de saída para obter a equação (2.26) para o ganho de corrente G_I do circuito.

$$P_e = P_0$$

$$V_e \cdot I_e = V_0 \cdot I_0$$

$$I_e = D \cdot I_0$$

Então se tem o ganho estático de corrente que é inversamente proporcional à razão cíclica "D".

$$G_I = \frac{1}{D} = \frac{I_0}{I_e} \quad (2.26)$$

4.3.2 Cálculo para o Indutor

O cálculo para o indutor pode ser obtido a partir da equação (2.17).

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)}{L \cdot f_s} \cdot V_0$$

Isolando a indutância chega-se à seguinte equação:

$$L = \frac{(1-D)}{f_s \cdot \Delta I_L} \cdot V_0 \quad (2.27)$$

A variação de ondulação (ripple) para a corrente no indutor é dada por K_L e varia de $0 < K_L < 1$, então, $\Delta I_L = K_L \cdot I_0$. Substituindo na equação (2.27) tem-se a equação para cálculo do indutor do conversor Buck, equação (2.28).

$$L = \frac{(1-D)}{f_s \cdot K_L \cdot I_0} \cdot V_0 \quad (2.28)$$

4.3.3 Cálculo para o Capacitor

O valor do capacitor (C) pode ser calculado utilizando a Equação (2.29a).

$$C = \frac{(1-D).V_0}{8L.\Delta V_C.f_S^2} \quad (2.29a)$$

A ondulação para a tensão no capacitor é dada por K_C , variando entre 0 e 1. Então, $K_C = \Delta V_C / V_0$. Substituindo em (2.29a) tem-se:

$$C = \frac{(1-D)}{8L.K_C.f_S^2} \quad (2.29)$$

4.3.4 Dimensionamento do Mosfet de Chaveamento

- A tensão elétrica de operação entre dreno e source V_{ds} deve ser maior que a tensão de entrada V_e do conversor de energia.

$$V_{ds} > V_e$$

- O valor para a corrente máxima entre dreno e source $I_{dsMáx}$ deve ser maior que o valor médio da corrente elétrica da fonte de entrada I_e .

$$I_{dsMáx} > I_e$$

- O valor para a frequência de operação do transistor (f_{op}) deve ser maior que o valor de frequência de chaveamento f_S .

$$f_{op} > f_S$$

4.3.5 Dimensionamento do Diodo

- O valor para a frequência de operação do diodo $f_{d\ op}$ deve ser maior que o valor da frequência de chaveamento f_s do conversor de energia elétrica.

$$f_{d\ op} > f_s$$

- O valor máximo entre cátodo e ânodo do diodo $V_{AK\ Máx}$ deve ser maior que o valor da tensão da fonte de alimentação de entrada V_e .

$$V_{AK\ Máx} > V_e$$

- Através da equação (2.30) é possível definir a corrente média no diodo I_{AK} .

$$I_{AK} = (1 - D) \cdot I_0 \quad (2.30)$$

4.4 Conversor Buck-Boost

Este conversor permite reduzir ou elevar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Tanto a tensão de entrada como a de saída são contínuas.

O equacionamento do circuito a seguir foi realizado para o modo de condução contínua (MCC), considerando nulas as perdas de potência nos bipolos que compõe o circuito (caso ideal).

Observa-se na Figura 25 que o número de componentes do conversor Buck-Boost é o mesmo em relação ao conversor Buck.

Apresentam cinco componentes, sendo dois componentes armazenadores de energia (indutor e capacitor), fonte de alimentação, chave de potência (Mosfet) e o diodo de potência.

A diferença básica entre conversores é a troca de posição entre o diodo de potência e o indutor.

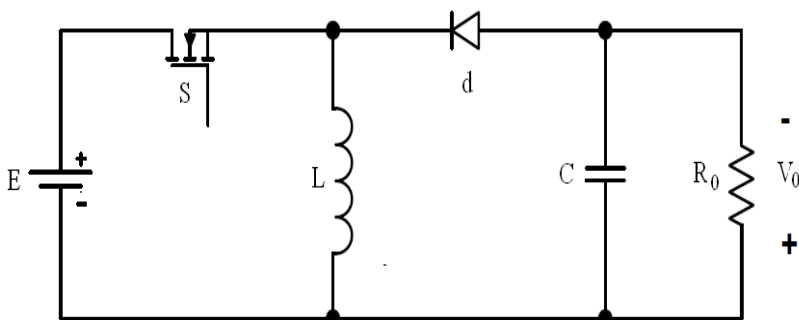


Figura 25 - Topologia do conversor Buck-Boost.

Fonte: Autor.

E – Tensão de entrada.

S - Chave de potência.

L - Indutor.

C - Capacitor.

R_0 – Carga.

d – Diodo de potência:

O chaveamento do Mosfet no conversor Buck-Boost ocorre da mesma forma que o Buck, ou seja, dentro do período T_s tem-se o intervalo T_{ON} (Mosfet conduzindo) e o intervalo T_{OFF} (Mosfet desligado). Ver Figura 26.

$$T_{ON} \qquad 0 \leq t \leq D.T_s$$

$$T_{OFF} \qquad D.T_s \leq t \leq T_s$$

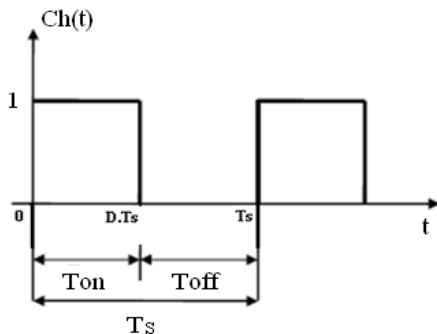


Figura 26 - Forma de onda do chaveamento do Mosfet.

Fonte: Autor.

Cada uma das duas etapas em modo MMC será explicada a seguir.

4.4.1 Primeira Etapa: O Mosfet como Chave Fechada

Durante o intervalo de tempo T_{ON} a chave de potência está fechada e se comporta como um curto circuito, o diodo encontra-se reversamente polarizado e não conduz. O indutor L está sendo carregado pela fonte de entrada, armazenando energia em forma de campo magnético. O capacitor C fornece energia para a carga.

A topologia do conversor com todas as tensões e correntes em cada bipolo elétrico do circuito está apresentada na Figura 27.

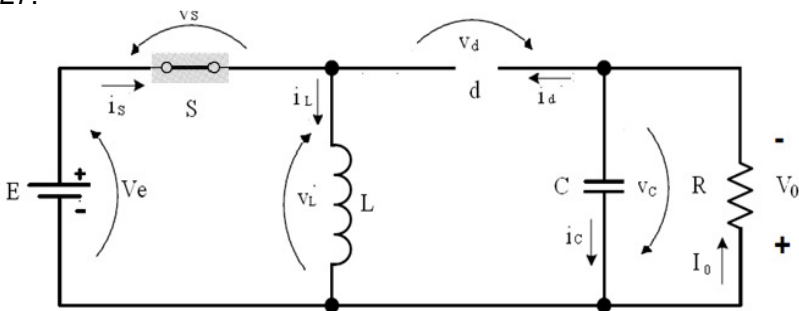


Figura 27 - Tensões e correntes no circuito para a primeira etapa do chaveamento. Fonte: Autor.

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito obtêm-se as seguintes equações para o conversor Buck-Boost durante a condução do interruptor principal.

$$v_D = -V_0 - V_e \quad (2.31)$$

$$v_S = 0$$

$$v_C = V_0$$

$$v_L = V_e$$

$$i_d = i_C + I_0 \quad (2.32)$$

$$i_C = -i_0$$

$$i_e = i_S = i_L$$

4.4.2 Segunda Etapa: O Mosfet como Chave Aberta

Durante o intervalo de tempo T_{OFF} a chave de potência abre o circuito, eliminando a fonte de tensão E do circuito. O diodo de potência passa a conduzir a corrente i_L . A tensão de saída V_0 é igual à tensão do indutor v_L , a energia armazenada no indutor na primeira etapa é transferida para o capacitor e para a carga. Tem-se na Figura 28 o circuito Buck-Boost com chave de potência aberta.

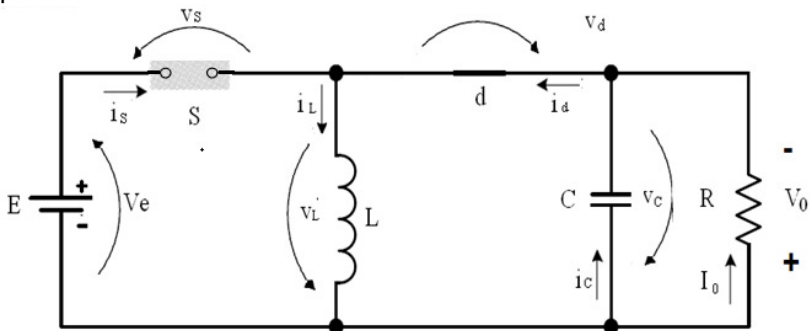


Figura 28 - Tensões e correntes no circuito para a segunda etapa do chaveamento. Fonte: Autor.

Aplicando as leis de Kirchchoff obtêm as seguintes equações para o conversor Buck-Boost quando o Mosfet está bloqueado.

$$v_s = V_e + V_0 \quad (2.33)$$

$$v_d = 0$$

$$v_L = -V_0 = -v_C$$

$$i_s = 0$$

$$i_e = 0$$

$$i_d = i_L$$

$$i_C = i_L - I_0 \quad (2.34)$$

Analisando os gráficos da Figura 29, no intervalo $0 \leq t \leq D.T_s$ o indutor trabalha absorvendo energia elétrica. Sua tensão é positiva e igual à tensão de entrada e a corrente no indutor que é função do tempo cresce linearmente, desde um valor de corrente mínimo (equação 2.40) a um valor máximo de corrente (equação 2.39).

Para o intervalo $D.T_s \leq t \leq T_s$ o indutor trabalha fornecendo energia elétrica para o capacitor e para a carga, a sua tensão é negativa e igual à tensão de saída e a corrente no indutor decresce linearmente de um valor máximo a um valor mínimo de corrente.

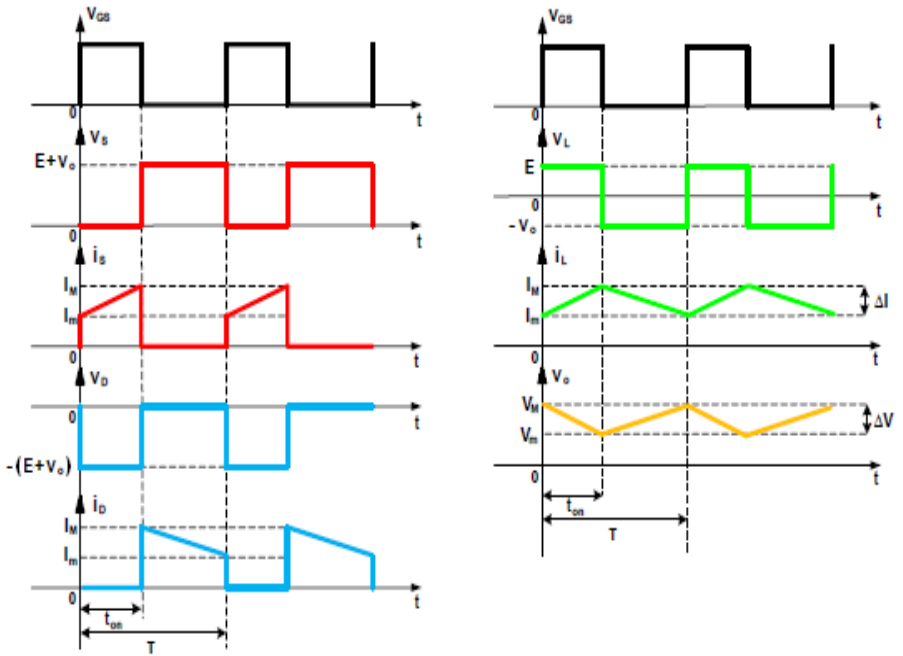


Figura 29 - Forma de onda de tensão e corrente dos componentes do conversor Buck-Boost. Fonte. Prof. Dr. Carlos H. I. Font, material Conversores cc-cc não isolados.

A partir da equação característica para tensão no indutor, supondo que durante o período de condução do Mosfet (T_{ON}) a variação de corrente no indutor seja $\Delta I_L = I_{L\text{ Máx}} - I_{L\text{ mín}}$ e a razão cíclica seja D , tem-se:

$$v_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$V_e = L \cdot \frac{(I_{L\text{ Máx}} - I_{L\text{ mín}})}{D \cdot T_s} \quad (2.35)$$

Quando o Mosfet entra em corte, o diodo passa a conduzir e a tensão no indutor é agora a tensão de saída V_0 .

$$V_0 = L \cdot \frac{(I_{L\text{ Máx}} - I_{L\text{ min}})}{(1-D) \cdot T_s} \quad (2.36)$$

Igualando as correntes para as equações (2.35) e (2.36) obtêm-se o ganho estático de tensão para conversor Buck-Boost, equação (2.37):

$$V_0 = \frac{D}{(1-D)} \cdot V_e$$

Ou seja:

$$\frac{V_0}{V_e} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.37)$$

Notar-se-á que a tensão V_0 pode ser maior que a tensão V_e se a razão cíclica D for maior que 0,5. A tensão V_0 pode ser menor que a tensão V_e se a razão cíclica D for menor que 0,5.

Se $D > 0,5$ Conversor elevador de tensão na saída

Se $D < 0,5$ Conversor abaixador de tensão na saída

A corrente fornecida pelo indutor à carga é igual à corrente média que passa pelo diodo, assim:

$$\bar{I}_0 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_d(t) \cdot dt$$

Desenvolvendo a integral chega-se ao seguinte resultado:

$$I_0 = \frac{(1-D) \cdot (I_{L\text{ Máx}} + I_{L\text{ mín}})}{2} \quad (2.38)$$

Com as equações (2.35), (2.36) e (2.38) se obtém as correntes $I_{L\text{ Máx}}$ e $I_{L\text{ mín}}$.

$$I_{L\text{ Máx}} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{D \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f_S} \quad (2.39)$$

$$I_{L\text{ mín}} = \frac{I_0}{1-D} - \frac{D \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f_S} \quad (2.40)$$

4.4.3 Cálculo para o Indutor

A expressão para o cálculo do indutor (L) pode ser obtida a partir da equação (2.35).

$$V_e = L \cdot \frac{(I_{L\text{ Máx}} - I_{L\text{ mín}})}{D \cdot T_S}$$

Isolando a indutância e substituindo $\Delta I_L = I_{L\text{ Máx}} - I_{L\text{ mín}}$ na equação (2.35), chegar-se-á:

$$L = \frac{D}{f_S \cdot \Delta I_L} \cdot V_e \quad (2.41)$$

A ondulação (ripple) da corrente no indutor é dada por K_L e varia de $0 < K_L < 1$, então, $\Delta I_L = K_L \cdot I_0$ e substituído esta na equação (2.41) tem-se a equação para cálculo do indutor do conversor Buck-Boost, equação (2.42).

$$L = \frac{D}{f_S \cdot K_L \cdot I_0} \cdot V_e \quad (2.42)$$

4.4.4 Cálculo para o Capacitor

O valor do capacitor (C) pode ser calculado utilizando a Equação (2.43a).

$$C = \frac{D.V_0}{\Delta V_C . R . f_S} \quad (2.43a)$$

A ondulação da tensão no capacitor é dada por K_C , na qual varia $0 < K_C < 1$, então, $K_C = \Delta V_C / V_0$. Substituindo na equação (2.43a) tem-se:

$$C = \frac{D}{K_C . R . f_S} \quad (2.43)$$

4.5 Circuito Integrado SG3524 na Geração do Sinal PWM

O circuito integrado SG3524 é responsável por gerar o sinal PWM para chaveamento do Mosfet. O diagrama de blocos do circuito integrado é apresentado na Figura 30.

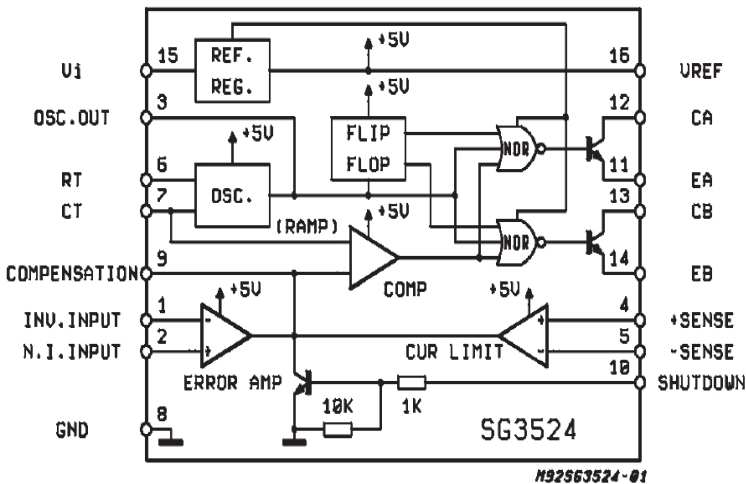


Figura 30 - Diagrama de bloco do SG3524

Fonte: Datasheet fabricante.

No pino sete pode-se verificar a onda dente de serra gerada pelo CI com rampa de excursão de 2,5V e uma frequência que pode chegar a 500kHz. Esta frequência é regulada pelo par resistor (pino 6) capacitor (pino 7). Observe a fórmula (2.44).

$$f_s = \frac{1,18}{R.C} \quad (2.44)$$

Este circuito integrado possui uma fonte interna de referência de 5V. Tal tensão pode ser usada no amplificador de erro como referência direta para saídas de 5V (pino 16).

Devido a sua elevada impedância de saída, o amplificador de erro, comporta-se como uma fonte de corrente. A compensação é realizada pelo pino nove. “O amplificador limitador de corrente pode ser usado no modo linear ou como limitação pulso a pulso.” (J. A. Pomilio).

Sua tensão llinear é de 200mV. O flip-flop é acionado pelo sinal do oscilador de modo a selecionar à qual das saídas será enviado o sinal PWM. A saída dupla permite acionamento de uma topologia push-pull. Sua alimentação pode variar de 7 a 40V, mas comumente utiliza-se 15V.

4.6 Circuito de Comando Isolador com Transformador de Pulso

O Mosfet tanto para o conversor Buck como para o Buck-Boost, requerem comando com referência diferente da fonte de entrada e por isso a necessidade de um circuito isolador com Transformador de Pulso.

O sinal PWM gerado pelo SG3524 é aplicado ao circuito que pode ser observado na Figura 31.

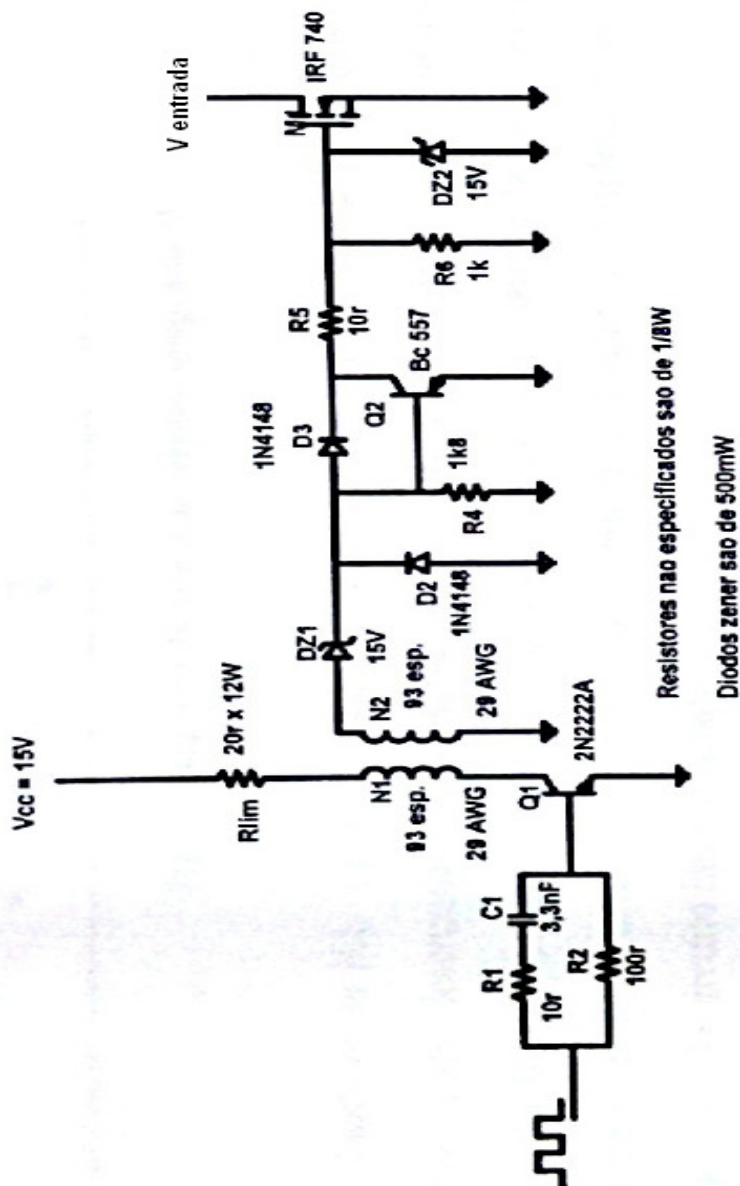


Figura 31 - Circuito Isolador com Transformador de Pulso.
 Fonte: Prof. Arnaldo José Perin (INEP/EEL-UFSC).

Com a presença de um pulso positivo, tem-se a condução de um pulso de corrente para a base do transistor $Q1$, pois o capacitor $C1$ inicialmente descarregado comporta-se como um curto-circuito, e a resistência $R1$ é baixa. Então $Q1$ é levado a operar na região de saturação onde sua tensão entre emissor e coletor é na ordem de 200mV. A queda de tensão produzida pelo resistor limitador (R_{lim}) é pequena, então sobre os terminais do primário do Trafo de Pulso, temos uma tensão V_{cc} de aproximadamente 15V. Após a carregamento do capacitor $C1$ a corrente de base circula por $R2$, sendo limitada para um valor menor que o inicial na entrada, em condução de $Q1$.

A relação de transformação do transformador é de 1:1. com isso obtemos uma tensão de 15V no secundário. Portanto o diodo zener $Dz1$ e o diodo $D3$ entram em condução, pois são polarizados diretamente, enquanto o diodo $D2$ não conduz. Assim sendo o transistor PNP $Q2$ não entra em condução, pois está com a tensão entre base e emissor maior que zero. O resistor $R5$ é responsável pela limitação da corrente que flui em direção ao gate do Mosfet. A função do diodo Zener $Dz2$ é limitar a tensão gate-Source do Mosfet à 15V, tensão necessária entre gate e Source para o Mosfet passar do estado bloqueado para o modo de condução.

No período onde o pulso é nulo do sinal PWM a tensão armazenada pelo capacitor $C1$ será transferida para a base do transistor $Q1$, bloqueando-o rapidamente, e a corrente do coletor tende a cair, e a tensão do enrolamento do Trafo de pulso inverte-se. Com a inversão de polaridade o diodo $D2$ entra em condução e o diodo zener $Dz1$ fica polarizado reversamente, fixando a tensão no enrolamento do secundário. Então flui uma corrente pela malha $D2$, $Dz1$ e o secundário do Trafo, conhecida como corrente de desmagnetização.

Com a condução direta do diodo $D2$, produz uma tensão negativa de 0,7V na base do transistor $Q2$, como é uma tensão menor que a tensão do coletor, este entra em condução. Assim a energia armazenada na capacitância de entrada do Mosfet é descarregada sobre $R5$ através da corrente coletor emissor de $Q2$, bloqueando o Mosfet.

5. PROJETO CONVERSORES BUCK E BUCK-BOOST

Neste capítulo serão mostrados os dados do projeto, assim como o desenvolvimento dos cálculos para determinar a razão cíclica e os valores dos componentes necessários para ambos os conversores. Também será apresentado o projeto da placa de comando e a fonte auxiliar.

5.1 Dados do Projeto.

Definindo dados importantes para o projeto dos dois conversores.

Dados:

- $E = V_e = 60V$ (*Tensão de entrada*)
- $V_0 = 30V$ (*Tensão de saída*)
- $P_0 = 40W$ (*Potência de saída*)
- $f_s = 20kHz$ (*frequência de chaveamento*)
- $\Delta I = 20\%$ ($\Delta I = k_L \cdot I_0$ onde $k_L = 0,20$)
- $\Delta V = 1\%$ ($\Delta V = k_C \cdot V_0$ onde $k_C = 0,01$)
- $K_w = 0,7$
- $B_{m\acute{a}x} = 0,4 T$ (*Densidade de fluxo magnético*)
- $J_{m\acute{a}x} = 450 A/cm^2$ (*Densidade de corrente*)

5.2 Cálculo para os Componentes dos Conversores

5.2.1 Conversor Buck

- Cálculo para Razão Cíclica D

$$D = \frac{V_0}{V_e}$$

$$D = 0,5$$

- Cálculo para Corrente de Saída

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0}$$

$$I_0 = 1,33A$$

- Cálculo para o Resistor de Saída

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0}$$

$$R_0 = 22,5\Omega$$

- Cálculo do Indutor

$$L = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{\Delta I_o \cdot f_s} = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{0,2 \cdot I_o \cdot f_s}$$

$$L = 2,813mH$$

- Cálculo para Capacitor de Saída

$$C = \frac{D \cdot I_0}{0,01 \cdot V_0 \cdot f_s}$$

$$C = 7,07 \mu F$$

- Tensão máxima sobre o diodo

$$v_{d \text{ máx}} > V_e$$

$$v_{d \text{ máx}} > 60V$$

- Corrente média no diodo

$$I_d = (1 - D) \cdot I_0$$

$$I_d = 0,66A$$

- Tensão de operação entre dreno e source deve ser:

$$v_{ds} > V_e$$

$$v_{ds} > 60V$$

- A frequência de operação tanto para o diodo como para o mosfet devem ser:

$$f_{op} > f_s$$

$$f_{op} > 20kHz$$

- O ganho estático de tensão

$$G_V = V_0/V_e = 0,5$$

- O ganho estático de corrente

$$G_I = I_0/I_e = \frac{1}{D} = 2$$

5.2.2 Conversor Buck-Boost

- Cálculo para Razão Cíclica

$$D = \frac{V_0}{V_e + V_0}$$

$$D = 0,33$$

- Cálculo para Corrente de Saída

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0}$$

$$I_0 = 1,33A$$

- Cálculo para o Resistor de Saída

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0}$$

$$R_0 = 22,5\Omega$$

- Cálculo do Indutor

$$L = \frac{V_o \cdot D}{\Delta I_o \cdot f_s} = \frac{V_o \cdot D}{0,2 \cdot I_o \cdot f_s}$$

$$L = 3,75mH$$

Outra maneira para o cálculo da indutância é determinando a corrente máxima e mínima para o indutor.

$$I_{max} = V_{in} \cdot D \cdot \left[\frac{1}{R_0 \cdot (1 - D)^2} + \frac{1}{f_s \cdot 2 \cdot L} \right]$$

$$I_{min} = V_{in} \cdot D \cdot \left[\frac{1}{R_0 \cdot (1 - D)^2} - \frac{1}{f_s \cdot 2 \cdot L} \right]$$

$$I_{max} = 2,2A$$

$$I_{min} = 1,8A$$

Determinando a corrente média para indutor.

$$I_L = \frac{I_{max} + I_{min}}{2}$$

$$I_L = 2A$$

Realizando o cálculo para o indutor.

$$L = \frac{V_0 \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} = \frac{V_0 \cdot D}{0,2 \cdot I_L \cdot f_s}$$

$$L = 2,5mH$$

- Cálculo para Capacitor de Saída

$$C = \frac{D \cdot I_o}{0,01 \cdot V_o \cdot f_s}$$

$$C = 74,0\mu F$$

- Tensão máxima sobre o diodo

$$v_{d \text{ máx}} > V_e - V_0$$

$$v_{d \text{ máx}} > 90V$$

- Corrente média no diodo

$$I_d = \frac{(1 - D) \cdot (I_{max} + I_{min})}{2}$$

$$I_d = 1,334A$$

- Tensão de operação entre dreno e source deve ser:

$$v_{ds} > V_e - V_0$$

$$v_{ds} > 90V$$

- A frequência de operação tanto para o diodo como para o mosfet devem ser:

$$f_{op} > f_s$$

$$f_{op} > 20kHz$$

- O ganho estático de tensão

$$G_V = V_0/V_e = \frac{D}{D-1} = 0,5$$

- O ganho estático de corrente

$$G_I = (D-1)/D = 2$$

5.2.3 Tabela com os Componentes Dimensionados

Para facilitar o entendimento; será apresentada uma tabela contendo dados de operação e componentes utilizados nos conversores de energia cc-cc em questão, veja a Tabela 1.

| ITEM | BUCK | | BUCK-BOOST | |
|---------------------------|---|---------------|--|---------------|
| | FÓRMULA | VALOR | FÓRMULA | VALOR |
| Razão cíclica "D" | $D = \frac{V_o}{V_e}$ | 0,5 | $D = \frac{V_o}{V_o + V_e}$ | 0,33 |
| Corrente da carga "Io" | $I_o = \frac{P_o}{V_o}$ | 1,33 A | $I_o = \frac{P_o}{V_o}$ | 1,33 A |
| Resistência da carga "Ro" | $R_o = \frac{V_o}{I_o}$ | 22,5 Ω | $R_o = \frac{V_o}{I_o}$ | 22,5 Ω |
| Indutância "L" | $L = \frac{(1-D)}{f_s \cdot \Delta I_L} \cdot V_o$ | 2,82mH | $L = \frac{D}{f_s \cdot \Delta I_L} \cdot V_e$ | 3,76mH |
| Capacitância "C" | $C = \frac{(1-D) \cdot V_o}{8L \cdot \Delta V_c \cdot f_s^2}$ | 7,1uF | $C = \frac{D \cdot V_o}{\Delta V_c \cdot R \cdot f_s}$ | 74uF |

Tabela 1 - Tabela com componentes dimensionados para conversores

Fonte: autor

5.3 Projeto Físico para os Indutores dos conversores

Neste item serão projetados os indutores dos conversores para posteriormente serem construídos.

5.3.1 Projeto Físico para o Indutor Conversor Buck

Determinando a corrente de pico para o indutor:

$$I_{pk} = I_0 + 0,2 \cdot \frac{I_0}{2}$$

$$I_{pk} = 1,467A$$

Determinar AeAw:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pk}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}$$

$$A_e \cdot A_w = 0.48cm^4$$

O núcleo escolhido foi Thornton tipo EE 30/14 com as seguintes especificações.

$$A_e = 1,2cm^2, \quad A_w = 0,85cm^2, \quad A_w \cdot A_e = 1,02cm^4$$

Cálculo do número de espiras para o indutor:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e}$$

$$N = 86 \text{ espiras}$$

Cálculo para bitola do condutor:

Alta frequência é necessário considerar o efeito pelicular (skin effect).

O efeito pelicular é o fenômeno responsável pelo aumento da resistência aparente de um condutor elétrico em função do aumento da frequência da corrente elétrica que o percorre. Na realidade, à medida que aumenta a frequência da corrente que percorre o condutor, o campo magnético junto ao centro do condutor também aumenta conduzindo ao aumento da reatância local. Este aumento de reatância leva a que a corrente tenda a, preferencialmente, deslocar-se pela periferia do condutor, o que implica uma diminuição da área efetiva do condutor e logo um aumento da sua resistência aparente.

Valor da profundidade de penetração.

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

$$\Delta = 0,053cm$$

Desta forma o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor de.

$$D_{max} = 2. \Delta = 0,106cm$$

Então a área máxima do condutor é dado por:

$$A_{max} = \frac{\pi. D_{max}^2}{4}$$

$$A_{max} = 0,88mm^2$$

Cálculo da seção de cobre necessária com o valor $I_{rms} = 1,33A$:

$$S_{CU} = \frac{I_{rms}}{J_{max}}$$

$$S_{CU} = 0,26mm^2$$

O condutor escolhido foi o 22AWG com uma área $S_{CU} = 0,33mm^2$.

O indutor para o conversor Buck será fabricado com o núcleo de ferrite 30/14, com 82 espiras, com o condutor 22AWG, com uma indutância aproximada de 2,82mH.

O indutor construído pode ser observado na Figura 32 com uma indutância de 2,86mH medida no indutímetro.

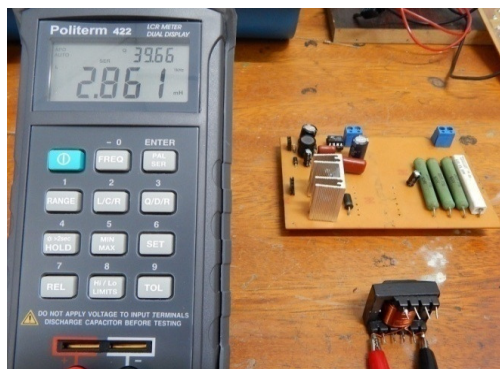


Figura 32 - Indutor para conversor Buck.

5.3.2 Projeto Físico para o indutor Conversor Buck-Boost.

A corrente máxima e a corrente mínima para o indutor foram determinadas no item 4.2.2 e são:

$$I_{max} = 2,2A$$

$$I_{min} = 1,8A$$

Determinar $A_e A_w$:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{max}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}$$

$$A_e \cdot A_w = 0,96 cm^4$$

O núcleo escolhido foi Thornton tipo EE 40/12 com as seguintes especificações.

$$A_e = 1,48 cm^2, \quad A_w = 1,17 cm^2, \quad A_w \cdot A_e = 1,73 cm^4$$

Cálculo do número de espiras para o indutor.

$$N = \frac{L \cdot I_{max} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e}$$

$$N = 92 \text{ espiras}$$

Cálculo para bitola do condutor:

Valor da profundidade de penetração:

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

$$\Delta = 0,053cm$$

Desta forma o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor de.

$$D_{max} = 2. \Delta = 0,106cm$$

Então a área máxima do condutor é dada por:

$$A_{max} = \frac{\pi. D_{max}^2}{4}$$

$$A_{max} = 0,88mm^2$$

Então sendo a corrente eficaz do indutor de $I_{rms}=1,99A$ e $J_{max} = 450A/cm^2$, chega-se a seção de cobre necessária.

$$A_{COND} = \frac{I_{rms}}{J_{max}}$$

$$A_{COND} = 0,44mm^2$$

O condutor escolhido foi o 20AWG com uma área $S_{cu}=0,5176mm^2$.

O indutor para o conversor Buck-Boost foi fabricado com o núcleo de ferrite 40/12, com 96 espiras e com o condutor 20AWG, com uma indutância aproximada de 3,76mH.

A Figura 33 mostra o indutor construído com 3,85mH mensurado pelo indutímetro.

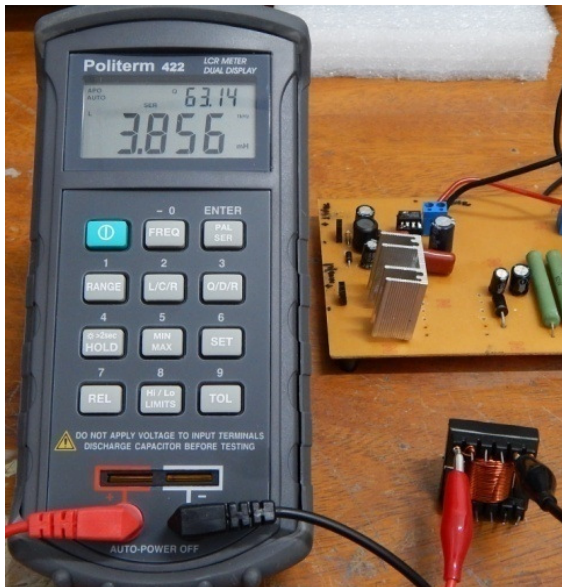


Figura 33 - Indutor para conversor Buck-Boost.

5.4 Projeto da Placa do Circuito Impresso.

5.4.1 Conversor Buck

Já determinado os valores de seus componentes, será modelado a placa no software TraxMarker. O desenho pode ser observado na figura 34. O TraxMaker é um módulo do software Circuit Maker que se destina a criação de layout de placas de circuito impresso no computador.

Se observar a placa temos no lado superior esquerdo com trilhas rosas a fonte auxiliar, cuja função é converter a tensão de entrada em 15V para ser utilizada na alimentação da placa de comando que é acoplada externamente.

A trilha em vermelho interliga a tensão de entrada que alimentará o conversor ao dreno do Mosfet. A verde é o comum para o circuito principal.

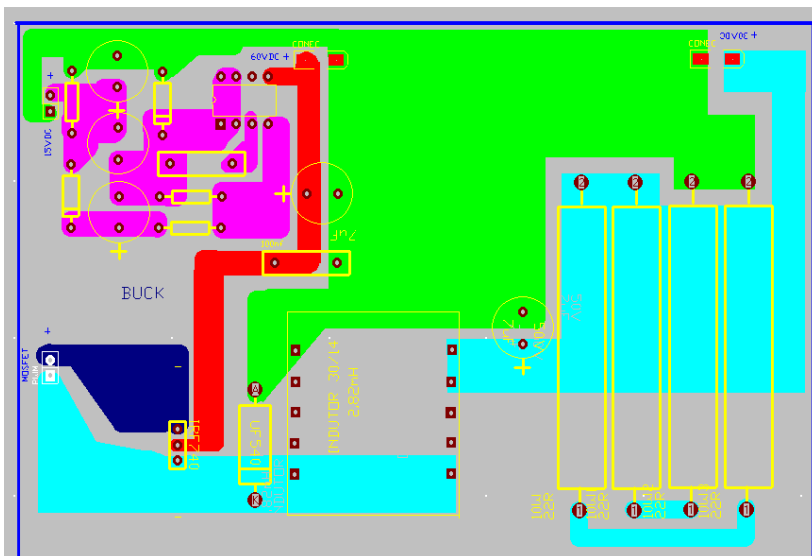


Figura 34 - Desenho da placa no TraxMaker para conversor Buck.

No canto esquerdo inferior entra o sinal PWM para chaveamento do Mosfet, este sinal é enviado pela placa de comando acoplada neste ponto.

Devido ao seu aquecimento considerável foi colocado no flanco direito as resistências de 22ohms/10W posicionadas de forma a apresentar uma resistência equivalente de 22,5ohms/40W, . Em paralelo a carga temos o capacitor de 7uF.

O diodo se encontra entre o Mosfet e o Indutor.

Foi organizada a placa desta forma, para que a disposição da saída da fonte auxilia estivesse em uma posição colinear a entrada do sinal de comando, para acoplamento da placa de controle.

5.4.2 Conversor Buck-Boost

A diferença entre o circuito impresso do conversor Buck é a posição do indutor entre o Mosfet e o diodo, observe na Figura 35.

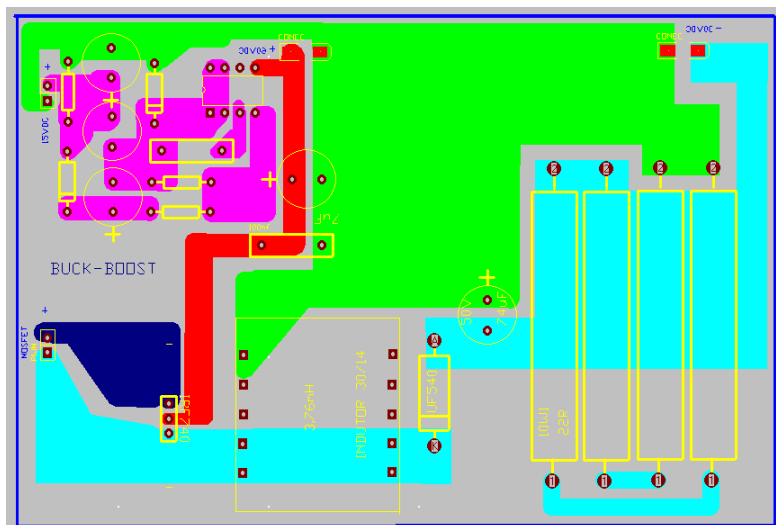


Figura 35 - Desenho da placa no TraxMaker para conversor Buck-Bost.

5.4.3 Fonte Auxiliar.

A função desta é transformar a tensão de 60Vcc para 15Vcc, tensão essa que será utilizada para alimentar o CI SG3524. A fonte auxiliar tem como elemento chave o circuito integrado LNK306 da Power Integration, um conversor Buck de malha fechada, utilizado em baixas tensões e baixas correntes veja a Figura 36.

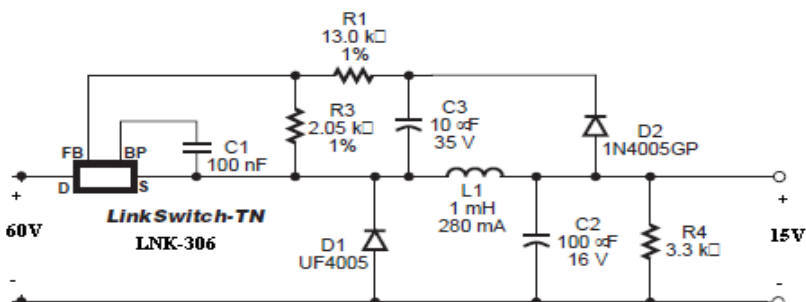


Figura 36 - Circuito com LNK-306.

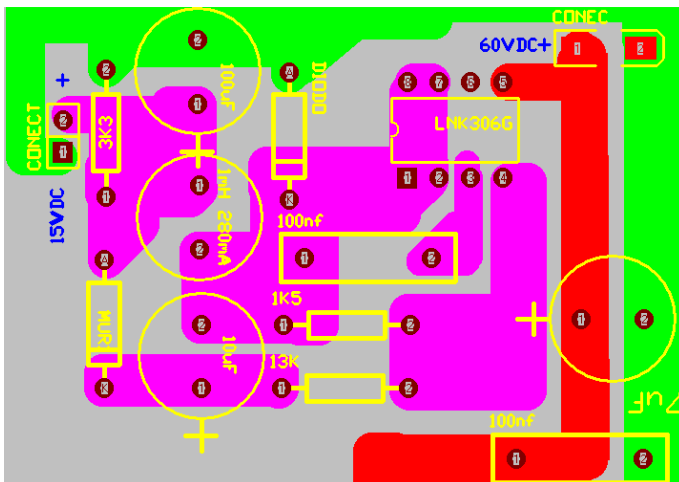


Figura 37 - Desenho da placa no TraxMaker da fonte auxiliar.

Na saída Source do CI LNK-306 encontra-se o diodo ultrarápido (UF4005) como roda livre, também o indutor L1 de 1mH (280mA) e o capacitor C2 de 100uF (16V), como filtro de saída e limitador de tensão de ondulação da saída .

A tensão através do capacitor de 10 μ F controla a saída de tensão. A tensão desenvolvida através de C3 é detectada e regulada via divisor resistivo R1(13k Ω) e R3 (2k Ω) ligado ao pino Feedback (FB), cuja tensão de controle no pino é de 1,65V. A tensão de saída é determinada pela seleção dos resistores R1 e R2. O processo ocorre quando a tensão de saída aumenta e a corrente do pino Feedback vai aumentar até que fique maior que a corrente limitadora de FB, ai ele reduz a tensão até a corrente ficar menor de IFB, aumentando a tensão de saída, mantendo uma tensão média de 15V.

5.4.4 Placa de Comando com CI SG3524.

A função da placa de comando é gerar o sinal PWM para o chaveamento do conversor, esse controle utilizará o método de malha aberta, ou seja, não ocorre realimentação.

O circuito integrado SG3524 cuja alimentação adotada em circunstâncias do projeto é de 15V (Mosfet deve ser engatilhado com 15V entre gate e source), é o responsável pela geração de um sinal de PWM com frequência de chaveamento de 20KHz, onde sua razão cíclica pode variar de 0 á 0,5, com o range determinado pelo trimpot de 10Kohms.

O PWM gerado nos pinos 11 e 14 é amplificado pelo transistor 2N2222A. O Trafo de Pulso 1:1 tem a função principal de isolar o comum do circuito de controle em relação ao source do Mosfet, fornecendo a tensão de 15 V entre o gate e source, possibilitando assim o chaveamento do Mosfet.

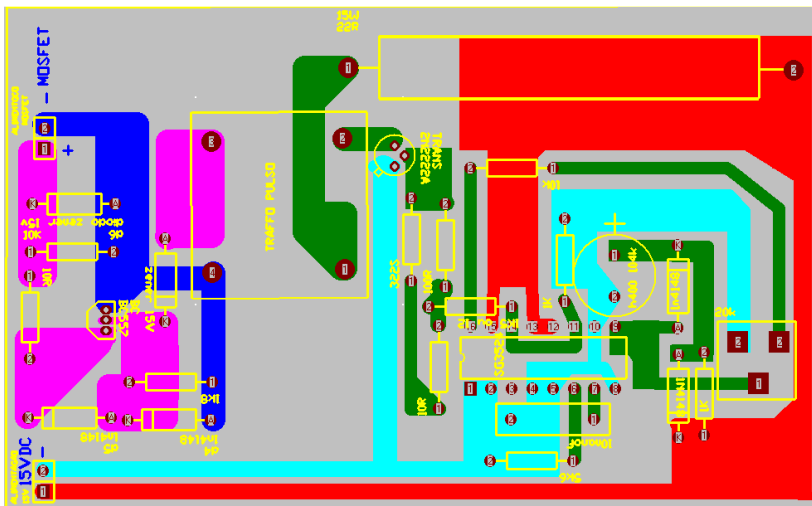


Figura 38 - Desenho da placa no TraxMaker para a geração do PWM com o CI SG3524.

6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com os valores dos componentes já determinados inicia-se a simulação. O software utilizado foi o PSim que é apropriado para simulação de circuitos em eletrônica de potência.

Para a simulação foram acrescentados os dados Mosfet IRF740 na chave S. O valor de resistência estática é de $0,48\Omega$, tensão limiar de $3,0V$ e corrente dreno-source de $10A$. O diodo selecionado é o UF540, com resistência estática de $1,0\Omega$, tensão limiar de $1,2V$ e corrente dreno-source de $5A$.

A Figura 39 apresenta o circuito do conversor Buck utilizado para obtenção dos resultados de simulação apresentados nas Figuras 40, 41, 42, 43, 44.

Nota-se que na Figura 39 o modulador está substituindo o controle PWM convencional. No modulador são acrescentados o valor da frequência de chaveamento e a razão cíclica. Sua razão cíclica é de $0,5$, então o intervalo de chave ligada (para simulação no software PSim) vai de $0 \leq T_{ON} \leq 180^\circ$ e frequência de chaveamento é de $20kHz$.

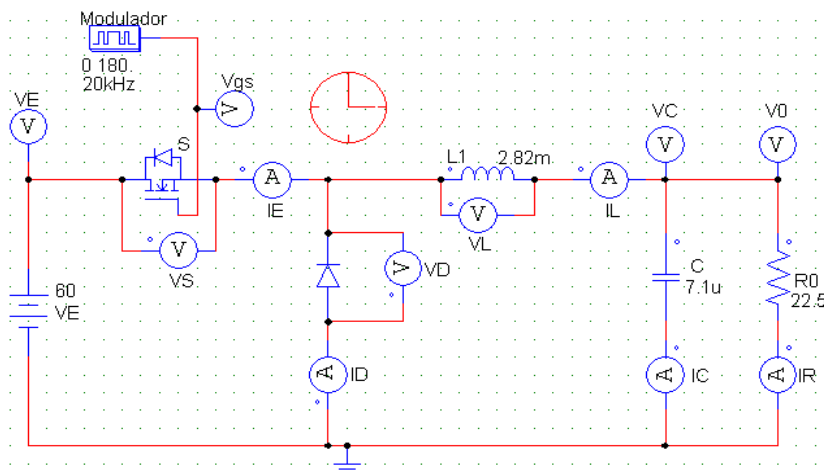


Figura 39 - Topologia do conversor Buck no Psim.

A seguir serão apresentados os dados da simulação para o conversor Buck.

A Figura 40 apresenta a tensão V_{gs} que para esta simulação se aplicou uma tensão de 1V no gatilho responsável pelo chaveamento do Mosfet, e também as formas de ondas para a tensão sobre o diodo e a chave S . Percebe-se que no momento da condução da chave S o diodo está bloqueado com uma tensão reversa igual à tensão de alimentação V_E .

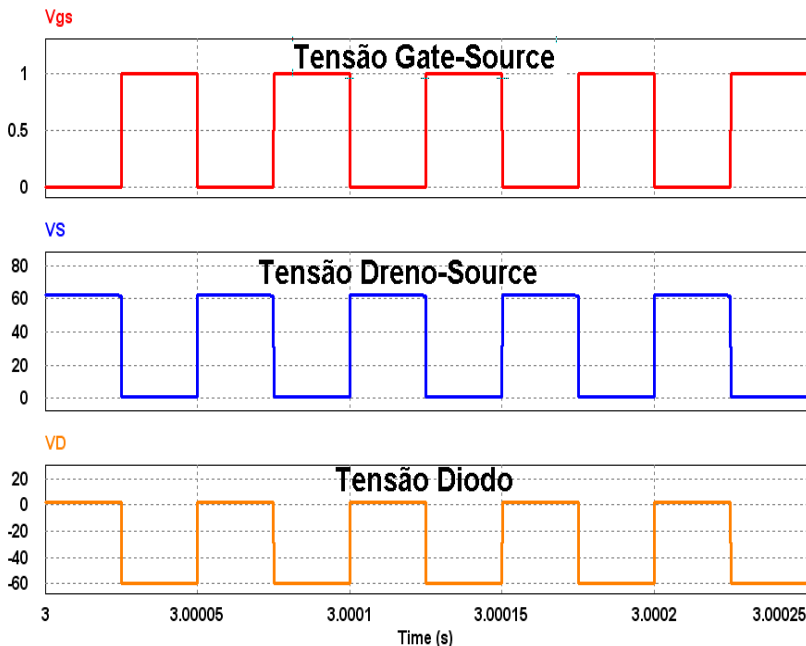


Figura 40 - Tensões gate-source, dreno-source e tensão sobre o diodo.

A Figura 41 mostra as ondas de tensão e corrente sobre a carga. Verifica-se que a tensão média sobre a carga é igual a 28,58V e a corrente média é de 1,27A, valores muito próximos aos especificados pelo projeto.

Na Figura 42 são apresentadas a tensão de entrada e a corrente no Mosfet (chave S) que é a mesma fornecida pela fonte.

Analisando as Figuras 41 e 42, através do produto da tensão e corrente média da carga obtém-se a potência média sobre a carga cujo valor é de 36,30 W. Realizando o mesmo para a entrada chega-se a uma potência de 38,15 W. A relação entre a potência de saída e a potência de entrada é igual à eficiência

do conversor Buck, que é de aproximadamente 0,95.

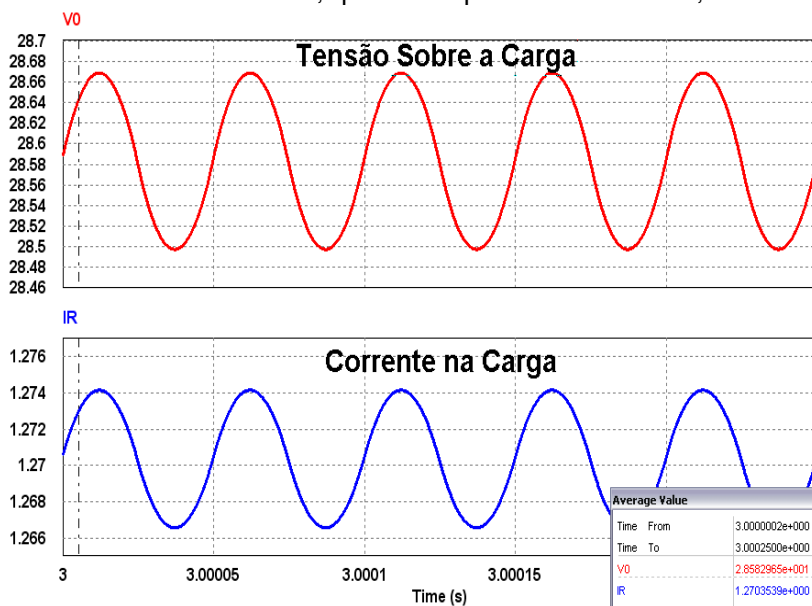


Figura 41 - Tensão e corrente na carga.

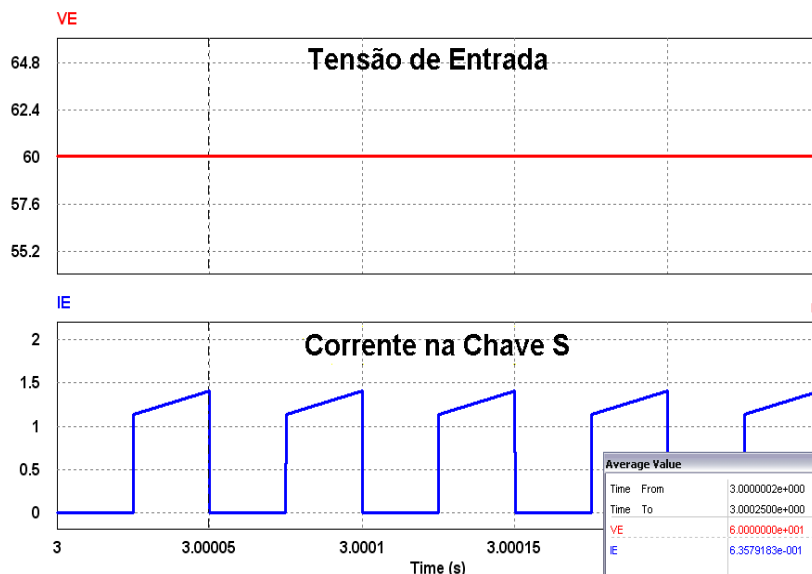


Figura 42 - Tensão de entrada e corrente na chave.

A Figura 43 apresenta a corrente e a tensão sobre o indutor e se observa a mudança do sinal da tensão sobre ele. Isso ocorre porque o componente em um período se comporta como armazenador de energia e no período posterior se comporta como fonte de corrente, invertendo a polaridade da tensão para manter a mesma corrente na carga. A corrente de pico para o indutor é de aproximadamente 1,41 A.

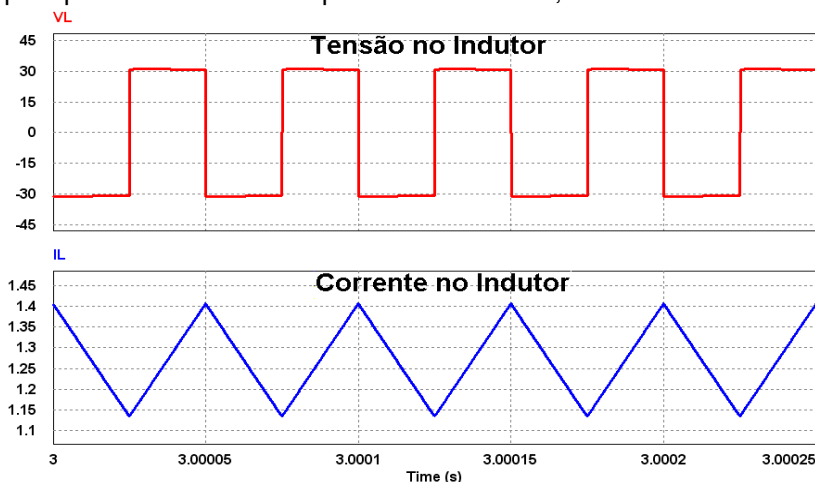


Figura 43 - Tensão e corrente no indutor.

A seguir na Figura 44 temos as ondas de tensão e corrente no diodo.

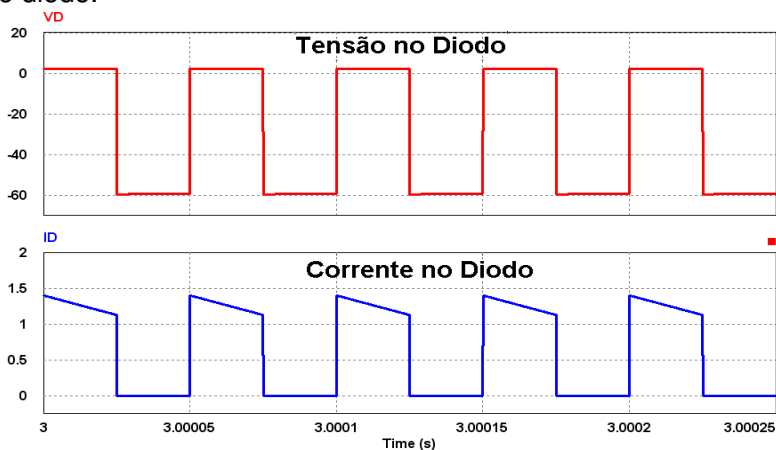


Figura 44 - Tensão e corrente no diodo.

A Figura 45 apresenta o circuito do conversor Buck-Boost utilizado para obtenção dos resultados de simulação apresentados nas Figuras 46, 47, 48, 49.

Na chave S foram inseridos os dados do datasheet do mosfet IRF740 e para diodo D inserimos os dados do datasheet do diodo UF 540. A frequência de chaveamento é a mesma que a do conversor Buck, o que muda no chaveamento do Buck-Boost é a razão cíclica que é de 0,33, ou seja, o modulador foi regulado com o tempo ligado com o seguinte intervalo $0 \leq T_{ON} \leq 120^\circ$.

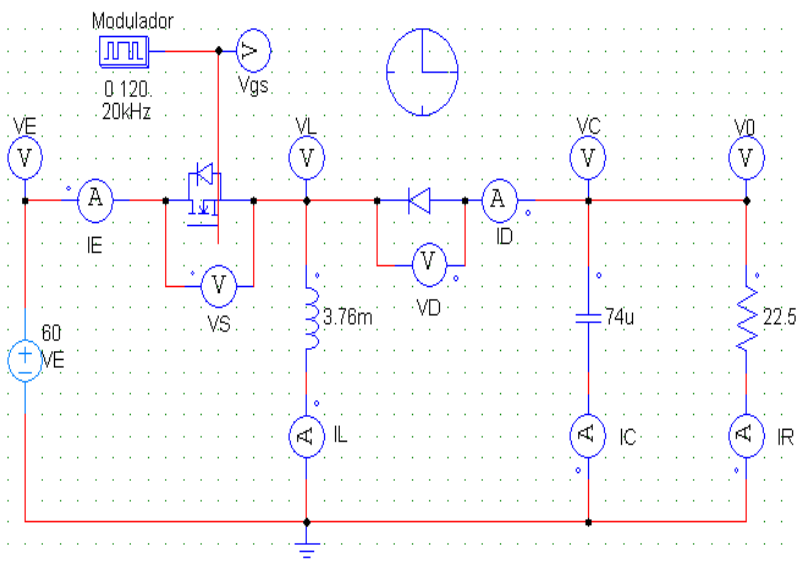


Figura 45 - Topologia do conversor Buck-Boost no Psim.

A seguir serão apresentados os resultados de simulação para o conversor Buck-Boost.

A Figura 46 apresenta a tensão gate-source para o Mosfet, que para esta simulação se aplicou uma tensão de 1V no gatilho. Também se observa que a tensão sobre o diodo é de aproximadamente -86V e a tensão dreno-source da chave S é de aproximadamente 90,0V.

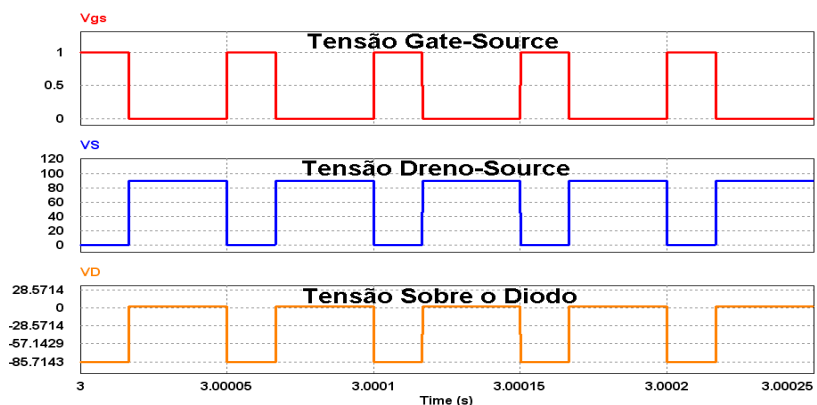


Figura 46 - Tensões gate-source, dreno-source e no diodo.

A Figura 47 mostra que a tensão média sobre a carga é de aproximadamente $V_0 = -26,73V$, e a corrente média de $I_R = 1,20 A$. E sua potência média dissipada é 32,10 W.

Na Figura 48 a tensão de entrada e a corrente no Mosfet (chave S) que é igual à corrente de entrada possuem uma potência média de 39,0W. Os valores médios são $V_E = 60,0V$ e $I_s = I_E = 0,65 A$.

Com os dados da Figuras 47 e 48, podemos perceber que a eficiência do conversor Buck-Boost é em torno de 0,82.

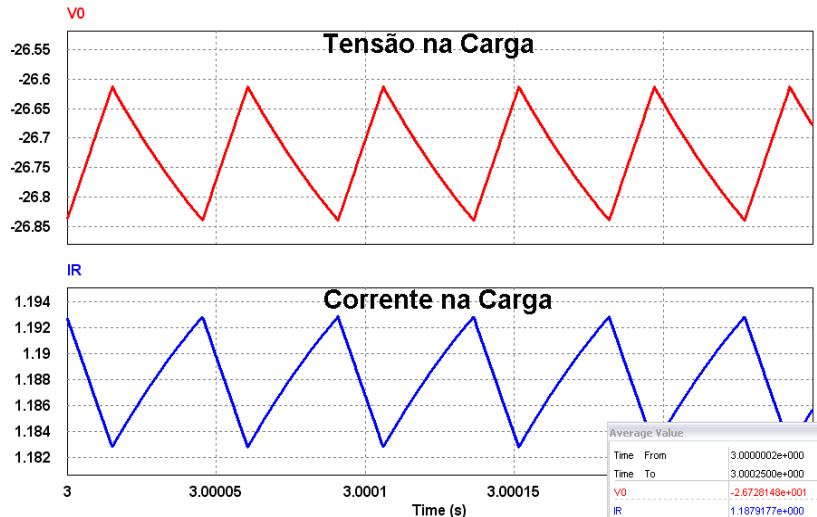


Figura 47 - Tensão e corrente na carga.

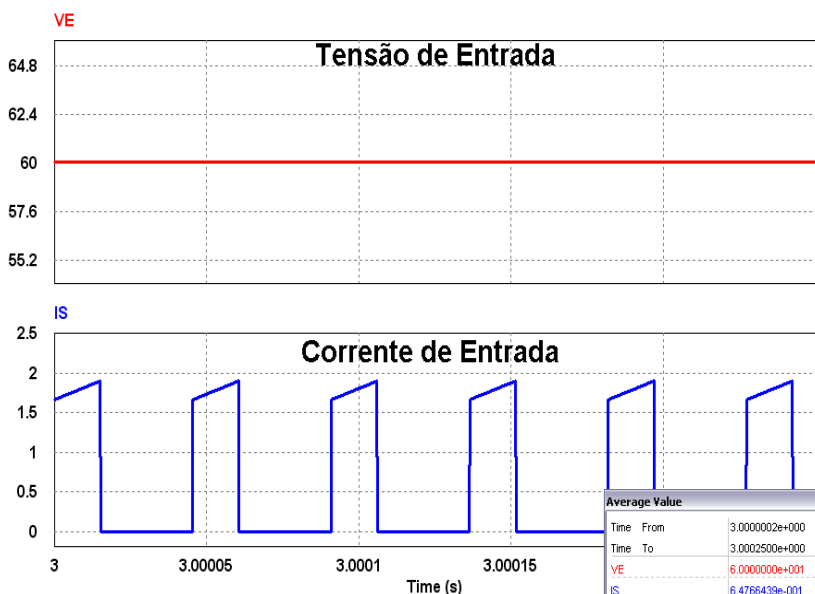


Figura 48 - Tensão de entrada e corrente na chave (MOSFET).

Figura 49 apresenta a corrente e a tensão sobre o indutor. Quando o indutor está carregando a tensão da fonte está sobre ele, quando ocorre o chaveamento, ele se transforma em uma fonte de corrente e sua tensão inverte para -30V. Pode-se observar que a corrente máxima sobre o indutor é de aproximadamente 1,9 A e a mínima de aproximadamente 1,68 A.

A Figura 50 mostra a tensão reversa sobre o diodo que é de cerca de -86,0V, a corrente máxima que passa por ele é de 1,88 A e a média é de 1,14 A. Segundo o datasheet do diodo UF5408 sua potência dissipativa é de 6,25W Com corrente de 3A. Quanto maior a corrente média maior será a potência dissipada.

O mosfet possui uma resistência estática de $0,48\Omega$ e a corrente de entrada é igual à corrente média que passa pela chave S e é igual a $I_s = I_E = 0,65\text{ A}$. Então a potência média dissipada na chave S é de 0,5W

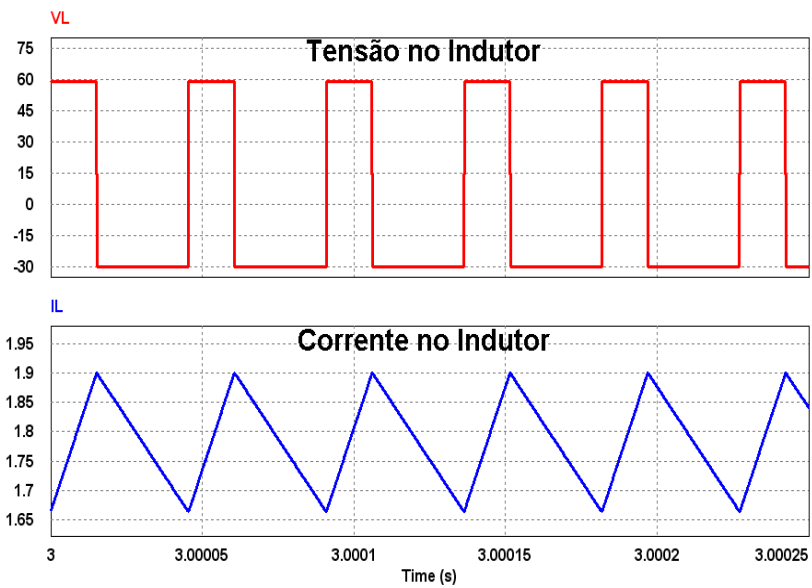


Figura 49 - Tensão e corrente no indutor.

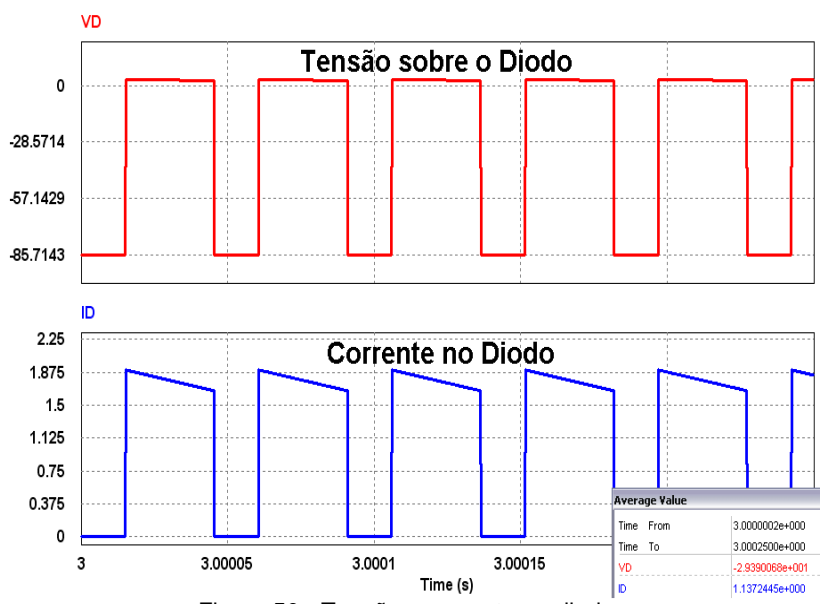


Figura 50 - Tensão e corrente no diodo.

Observa-se que a tensão máxima sobre a chave e o diodo do conversor Buck é de $V_{DS\ buck} = V_{D\ buck} = 60V$, trinta volts menor que a tensão máxima da chave e diodo do conversor Buck-Boost que é em torno de $V_{DS\ buck-boost} = V_{D\ buck-boost} = 90V$.

Comparando ambas as simulações percebe-se que o conversor Buck é mais eficiente que o conversor Buck-Boost.

Na simulação do conversor Buck-Boost observa-se tensões mais elevadas sobre as chaves, correntes maiores no seu circuito apresentam maior tempo de condução do diodo (gerando perdas), o indutor permanece mais tempo fornecendo energia do que armazenando. Estes fatores podem ter prejudicado a eficiência do conversor Buck-Boost em relação à eficiência do conversor Buck.

7. MONTAGEM E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Fonte Auxiliar

Na Figura 51 observa-se um conversor Buck típico da que fornece 15V a 120mA que trabalha em malha fechada.

A tensão de entrada do circuito integrado LNK-306 é igual a 60V. Este nível de tensão é devido ao valor de projeto para a tensão de entrada dos conversores. Os componentes ligados ao pino 6 (Feedback), controlam a tensão que comuta o Mosfet interno ao CI LNK306, então o resistor de 13k Ω e o resistor de aproximadamente 2k Ω juntamente com a tensão armazenada no capacitor de 10 μ F, são os responsáveis por manter e determinar a tensão na saída do circuito. O indutor é de 1mH suporta uma corrente 280mA, sua função é manter a corrente de saída constante, assim como o capacitor de 100 μ F mantém a tensão de saída constante em 15V. O capacitor de 1nF é conectado a fonte interna de 5,8V. Os diodos utilizados foram o UF4005 (chaveamento rápido). Um é diodo de roda livre e o outro trabalha como chave no modo de condução contínua com um tempo de recuperação reversa de aproximadamente 35ns.



Figura 51 - Fonte auxiliar de 60Vcc para 15Vcc

7.2 Circuito de Comando

O CI SG3524 é o responsável não só pela geração do PWM, mas também pela sua frequência. A frequência do projeto é de 20kHz. Com o capacitor de 10nF (pino7) e a resistência de 5,6k Ω conseguimos uma frequência de aproximadamente 22kHz.

O trabalho apresenta o estudo e implementação de dois conversores que devido a sua topologia podem usar a mesma placa de comando (Figura 52). Então, como suas razões cíclicas são diferentes, a placa de controle precisa variar a razão cíclica do PWM. Entre o pino 16 (Saída da fonte interna ao SG3524) será realizada uma queda de tensão com um trimpot de 10K Ω em série com resistência de 10k Ω ligados ao pino da compensação (pino 9). Assim podemos variar razão cíclica de 0 a 0,5, range necessário para os chaveamentos do Mosfet de ambos os conversores.



Figura 52 - Placa de comando

A Figura 53 mostra o sinal de tensão gerado pela placa de Comando. Possui uma amplitude de aproximadamente de 16V, razão cíclica 0,5 e frequência de 22kHz. Este sinal será aplicado entre o gate e o source do Mosfet para gerar o chaveamento do conversor Buck.

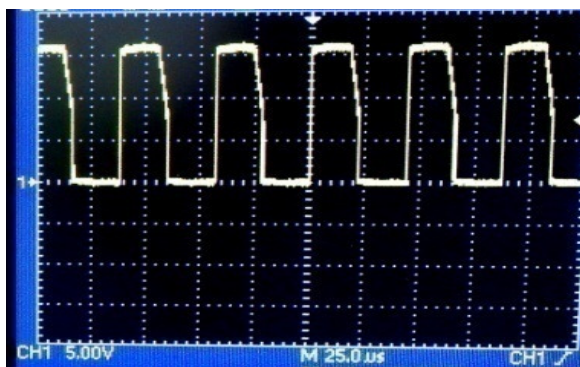


Figura 53 - PWM conversor Buck com razão cíclica 0,5 (5V/div; 25us/div)

7.3 Organização dos Circuitos na Bancada

Os circuitos anteriores são primordiais, para que ocorra a conversão, observando a Figura 54, a placa de controle fica

acoplada à placa principal verticalmente enquanto o circuito da fonte auxiliar se encontra na própria placa principal. Na entrada de tensão para o conversor Buck um capacitor eletrolítico 220nF tem sua presença para diminuir interferências indesejáveis geradas no circuito. Também foi adicionado um capacitor de 100uF para estabilização da tensão de entrada.



Figura 54 - Placa de comando acoplada ao conversor.



Figura 55 - Tensões na entrada e na saída do conversor Buck.

Na Figura 55 a tensão de entrada é igual a 60V e a tensão de saída é igual a 29,7V. Então o ganho estático de tensão é de 0,49, ou seja, a razão cíclica do conversor é de aproximadamente 0,5 como previsto no projeto.

A corrente média de entrada é de 0,78A, realizando algumas operações determina-se a potência média de entrada igual a 46,8W.

A resistência de saída é apresentada na Figura 56, e seu valor é 22,6ohms. O quadrado da tensão de saída pela resistência em questão fornece a potência média de saída que é de aproximadamente 39,03W.

Com os valores de potência média da entrada e saída determinamos que a eficiência do conversor fica na ordem de 0,83. Bem abaixo da eficiência simulada que ficou na ordem de 0,95%. Estas perdas ocorreram devido a fatores construtivos perda na comutação e perda em condução. Os componentes utilizados foram fornecidos pelo laboratório (superdimensionados). O Mosfet utilizado (IRF740) tem uma resistência estática entre dreno-Source máxima na ordem de 0,55ohms. No mercado existem Mosfets com resistências menores (cerca 0,20 Ω) e com isso a eficiência poderia ser mais elevada.



Figura 56 – Resistência equivalente de saída do conversor Buck valor em ohms

7.3.1 Formas de Onda de Tensão para o Conversor Buck

Na Figura 57 a forma de onda mostrada no canal 1 representa a tensão sobre o interruptor principal e no canal 2 está à tensão entre o gate e o source desse mesmo interruptor. No momento que a tensão atinge aproximadamente 15V o Mosfet conduz e a tensão dreno-Source é igual a zero, permitindo a passagem da corrente. No instante que a tensão gate-source é zero, o Mosfet fica bloqueado e a tensão da fonte fica toda sobre o Mosfet. O Mosfet utilizado foi IRF740 que suporta uma tensão dreno-source de 400V. As ondas assemelham-se com as simuladas no capítulo 4 para o conversor Buck.

A Figura 58 mostra a forma de onda para a tensão sobre o diodo. Quando esta tensão é de -60V, o diodo está bloqueado, e o Mosfet está em condução. O diodo que dispunha-se em laboratório era o diodo UF540 este componente suporta uma tensão reversa de 400V.

Quando a tensão é aproximadamente igual a 0,7V o diodo está em condução permitindo que o indutor e o capacitor forneçam energia para manter a corrente e a tensão de saída constante. Esta forma de onda também se assemelha com a forma de onda simulada no capítulo anterior.

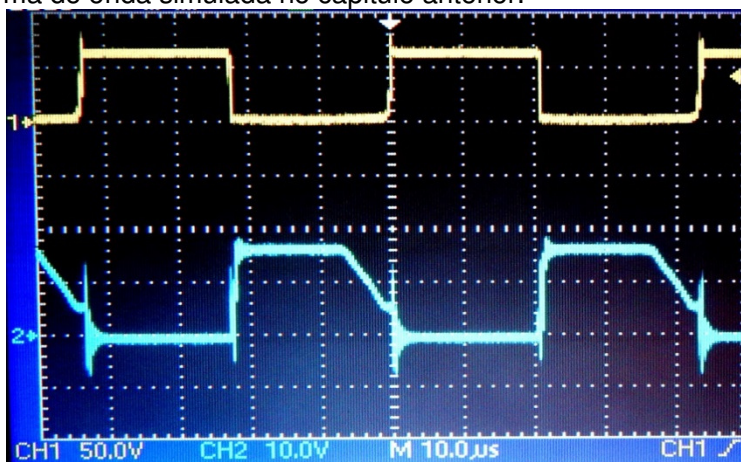


Figura 57 - Tensão dreno-source (canal 1 (50V/div; 10µs/div)) e tensão gate-source (canal 2 (10V/div; 10µs/div)) Mosfet Buck.

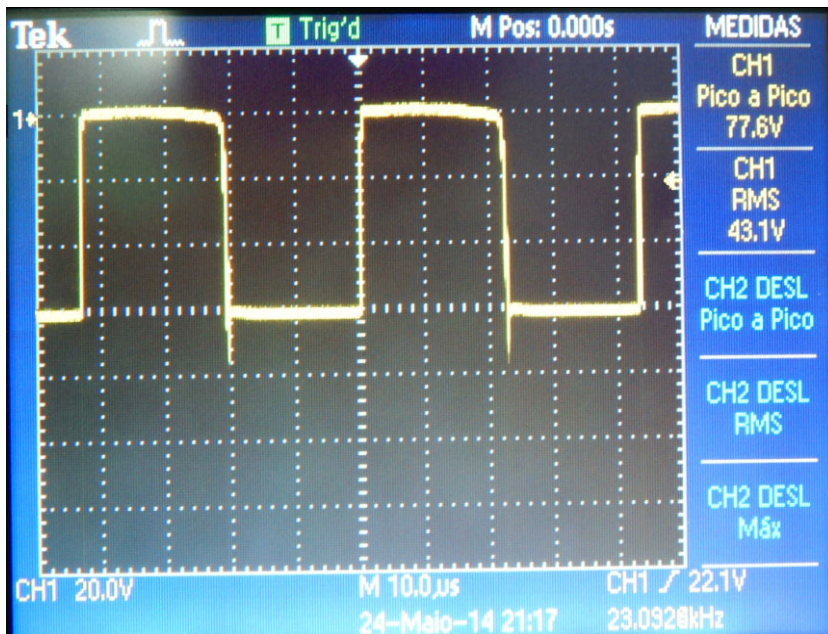


Figura 58 - Forma de onda sobre o diodo (20V/div; 10µs/div).

Observando a Figura 59, durante o tempo de condução para o Mosfet o indutor armazena energia e a tensão sobre ele é a subtração da tensão de entrada pela saída, apresentado o valor de 31V.

Quando o Mosfet se encontra bloqueado, o indutor se transforma em uma fonte de corrente invertendo sua polaridade e sua tensão fica igual a -31V. A corrente fornecida pelo indutor é igual à soma da corrente do capacitor e a corrente da carga. Neste instante a corrente do diodo é a mesma do indutor.

A tensão sobre o capacitor é igual a tensão sobre a carga. Não é uma onda lisa. Mas sua tensão média é de aproximadamente 30V, conforme projeto. Se temos uma resistência equivalente de 22,6Ω como carga, então pode-se definir que a corrente na carga é igual a 1,327A de acordo com o projeto. Ver Figura 60.

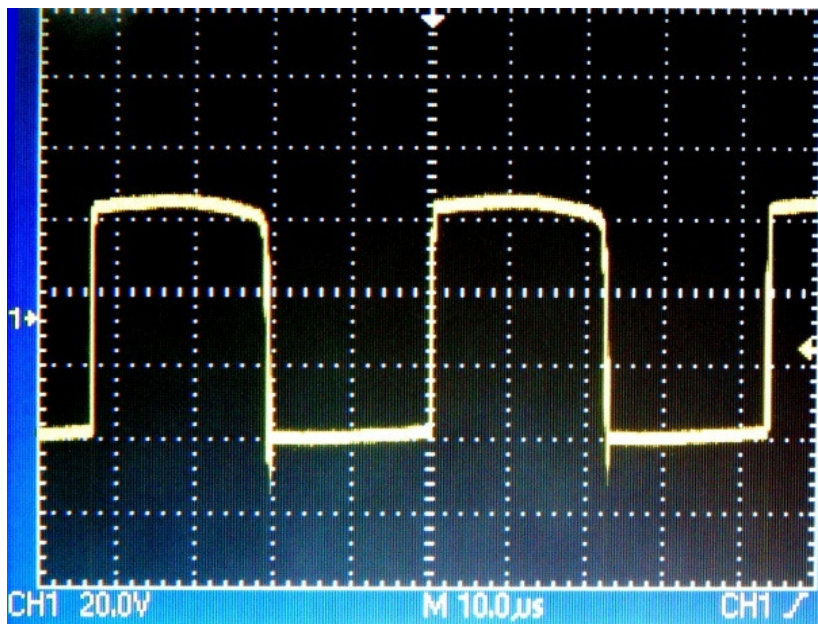


Figura 59 - Forma de onda de tensão sobre o indutor (20V/div; 10us/div).

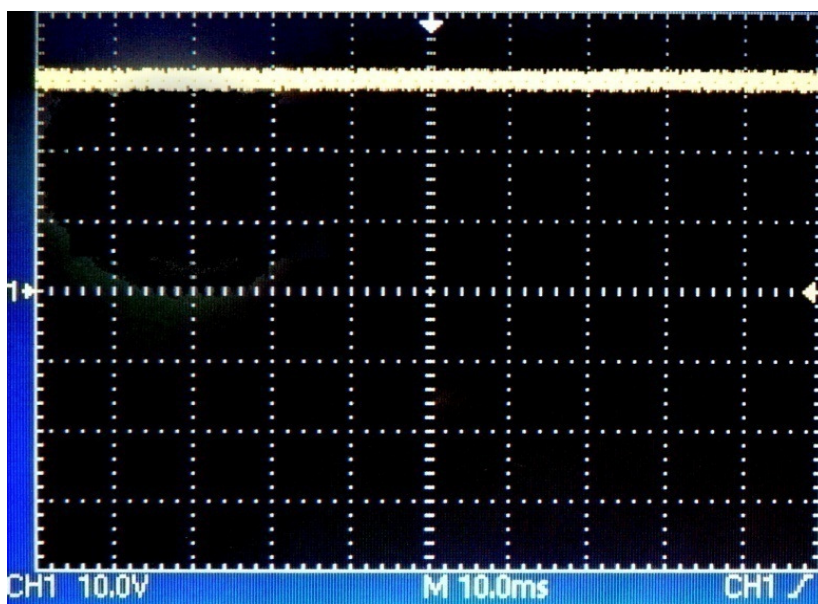


Figura 60 - Tensão sobre o capacitor Buck (10V/div; 10ms/div).

7.3.2 Formas de onda para o Conversor Buck-Boost

Assim como foi realizado com o conversor Buck, para o conversor Buck-Boost as tensões e correntes médias foram mensuradas, observe a Figura 61.

A tensão de entrada é igual a 60V, a razão cíclica do conversor foi regulada em 0,33 na placa de controle, a tensão média de saída obtida foi igual a -30,2V propiciando um ganho estático de tensão de cerca de 0,5.

A potência média de entrada fica em torno dos 53,4W e a potência média de saída é de 41,1W. Nota-se que a eficiência atingida foi de aproximadamente 77%, abaixo do simulado que é em torno de 84%.

A corrente média real de entrada 0,89 A é bem superior a 0,66 A da corrente média simulada. Comparando as correntes médias de saída, real para o simulado, são bem mais próximas.



Figura 61 - Tensões e correntes médias para conversor Buck-Boost.

A baixa eficiência, ocorreu devido ao superdimensionamento das chaves (diodo e Mosfet), pois quanto maior a

tensão que suportam diretamente, suas resistências estáticas também aumentam. Resistência é sinônimo de aquecimento, provoca perdas e diminui a eficiência.

Na Figura 62 a forma de onda para a tensão entre gate e source (no canal 1) tem como amplitude positiva de 20V, esta tensão se encontra no limite do especificado pelo fabricante do Mosfet IRF740, que pode suportar uma tensão gate-Source de 20V.

Já a tensão dreno-Source (no canal 2) do Mosfet tem uma amplitude de aproximadamente 100V.

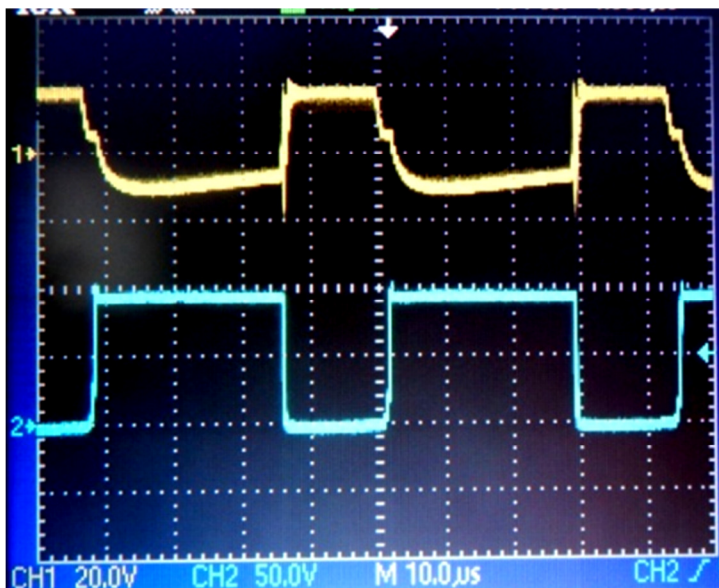


Figura 62 - Tensões para o gate-source (canal 1 (20V/div; 10µs/div)) e dreno-source. (canal 2 (50V/div; 10µs/div)).

A Figura 63 mostra que a tensão reversa sobre o diodo é de aproximadamente de 94V. Observa-se que o ciclo de condução do diodo é bem maior que o ciclo de condução do Mosfet. A tensão reversa sobre ele é devido à soma de tensão média de entrada com a tensão da carga com polaridade oposta. Esta polaridade inversa na saída é uma das características do conversor Buck-Boost.

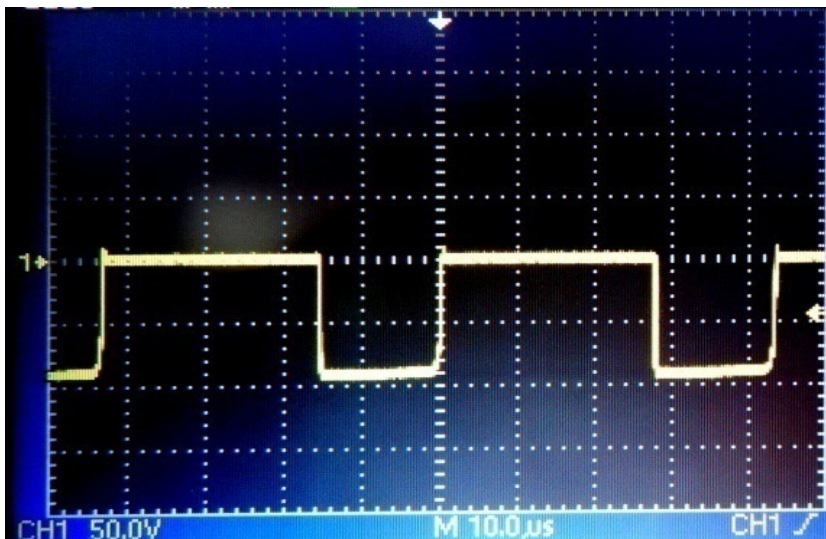


Figura 63 - Forma de onda sobre o diodo Buck-Boost (50V/div; 10us/div).

Na Figura 64, no momento t_{off} em que o indutor se comporta como fonte de corrente sua tensão é de aproximadamente 30V, como era o esperado. No ciclo t_{on} a tensão máxima observada é de 60V.

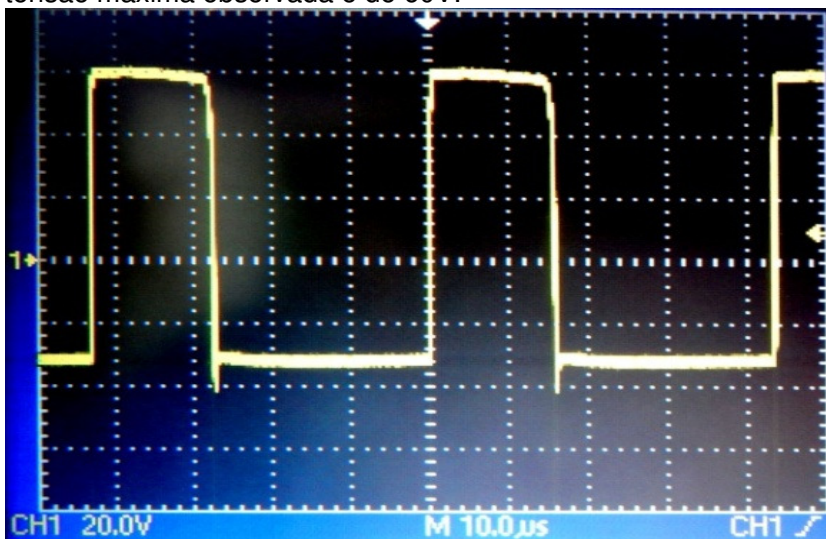


Figura 64 - Forma de onda de tensão sobre o indutor (20V/div; 10us/div).

Como era esperado, a tensão média sobre a carga é de aproximadamente -30V. Na Figura 65 a tensão máxima tem como escala -29,6V e a tensão mínima de -31,2V.

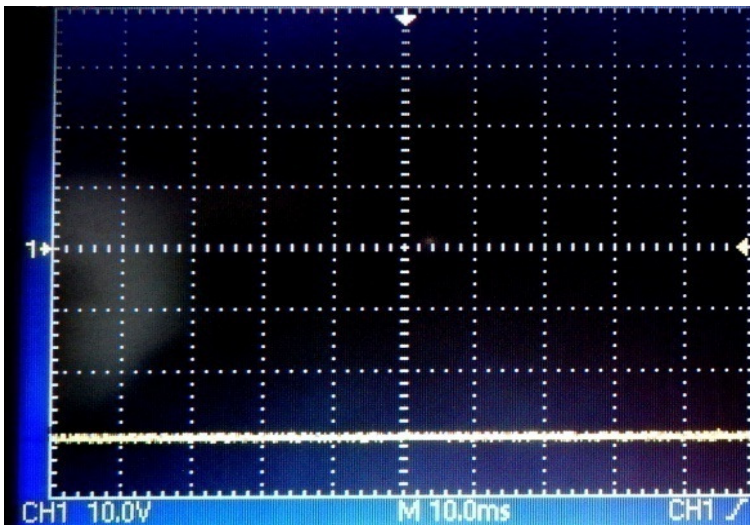


Figura 65 - Tensão sobre a carga (10V/div; 10ms/div).

Não foi possível calcular as perdas nas chaves (Mosfet e diodo), pois por falta de equipamento adequado em nosso laboratório não foi mensurado as correntes eficazes I_{RMS} e nem as correntes médias $I_{Média}$ para ambos os conversores. Estas correntes são muito importantes para determinação das potências dissipadas em cada componente durante as etapas de chaveamento dos conversores em estudo.

7.4 Conclusão

Considerando o conversor Buck conclui-se que as formas de onda para as tensões sobre cada componente assemelham-se muito com a simulação. A diferença na eficiência entre o valor simulado e o valor real está na corrente média de entrada. Para a simulação o valor desta é de 0,665A enquanto o valor de corrente média de entrada real é de 0,78A. Este fato ocorre devido à dissipação de calor nas resistências internas do diodo e do Mosfet. A substituição destes componentes por outros que suportem as mesmas correntes e tensões com menores resistências de condução, implica em aumento da eficiência do conversor (pode ser observado no anexo A) .

Como era esperado o ganho do conversor Buck-Boost atingiu 0,5, ou seja, reduziu-se a tensão de 60V para 30V. Também dissipou na carga uma potência média de aproximadamente 40W, como o projeto sugeria. O resultado negativo se observa quanto à eficiência que ficou em torno dos 77%. Outro fator é a resistência de condução das chaves (diodo e Mosfet), como foram utilizados componentes que dispúnhamos em laboratório, com valores próximos aos dimensionados, acabou ocasionando um superdimensionamento que também é sinônimo de perdas, diminuindo assim a eficiência.

8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conhecimento adquirido durante o trabalho desenvolvido, desde a elaboração dos objetivos, pesquisa, desenvolvimento do projeto até a operação prática e a conclusão, com certeza enriqueceu nossos saberes. Novas experiências e novas técnicas são acrescentadas, fazendo-nos perceber que existe uma diversidade de caminhos a serem desvendados.

A pesquisa sobre o tema escolhido, Conversores de Energia CC-CC, e sobre os componentes que compõe a sua topologia, trouxe fundamentação para realização dos projetos na construção dos conversores Buck e Buck-Boost, a fonte auxiliar com o LNK306 e o controle para chaveamento com o SG3524.

Os objetivos foram alcançados, conseguiu-se implementar a placa de controle para geração do sinal PWM desejado, a fonte auxiliar que fornece a tensão necessária para funcionamento da placa e também os dois conversores determinados.

Tanto o Buck como o Buck-Boost atingiram as especificações do projeto, obtendo um ganho de tensão média de 0,5 e um potência média dissipada na carga de 40W.

Segundo dados coletados no decorrer do processo prático, percebeu-se que o conversor Buck atingiu 84% de eficiência, enquanto o Buck-Boost, ficou abaixo dos 80% .

Na construção dos conversores os componentes, como o Mosfet e o diodo foram superdimensionados, ocasionando perdas internas por aquecimento e produzindo redução da eficiência. Portanto, utilizando componentes com resistência estática interna menor o resultado será aumento da eficiência.

Finalmente, expressa-se o sentimento de realização pessoal na conclusão dos objetivos, com a certeza do dever cumprido e melhor preparados para desenvolver trabalhos na área da eletrônica de potência.

9. DIFICULDADES ENCONTRADAS

9.1 Tensão Gerada Pelo Transformador De Pulso.

A função do transformador de pulso é explicada no item 4.6.

A princípio o transformador era para ser de 1:1, mas devido a tensão de saída ter ficado abaixo do esperado (em torno de 10V) foi insuficiente para realização do chaveamento do mosfet (tensão dreno-source em torno dos 15V). A solução encontrada foi aumentar o número de espiras do secundário do transformador de pulso para o dobro em relação ao primário. O número de espiras do secundário passou de 90 para 180.

Com esta alteração se obteve uma tensão de pico de 15V necessário para chaveamento do mosfet, pode ser verificado na Figura 66.

9.2 Interferência Gerada na Placa de Comando

Para o conversor Buck-Boost, devido a sua topologia e localização do indutor, acabou provocando interferência no circuito de saída da placa de comando. O ocorrido foi o surgimento de ondulações indesejadas na geração do PWM, prejudicando o chaveamento do mosfet, observe a figura 66.



Figura 66. Interferência no PWM (5v/div, 25us/div).

A solução encontrada foi substituir no circuito após o secundário do transformador de pulso, pelo circuito da Figura 67. Foi usado uma resistência de $1k\Omega$ em paralelo com a bobina do secundário e da resistência de 15Ω , e em paralelo a esta resistência de $1k\Omega$ adicionamos dois diodos zeneres de $18V$ em posições opostas, gerando assim um PWM com amplitude positiva e negativa de aproximadamente $20V$.

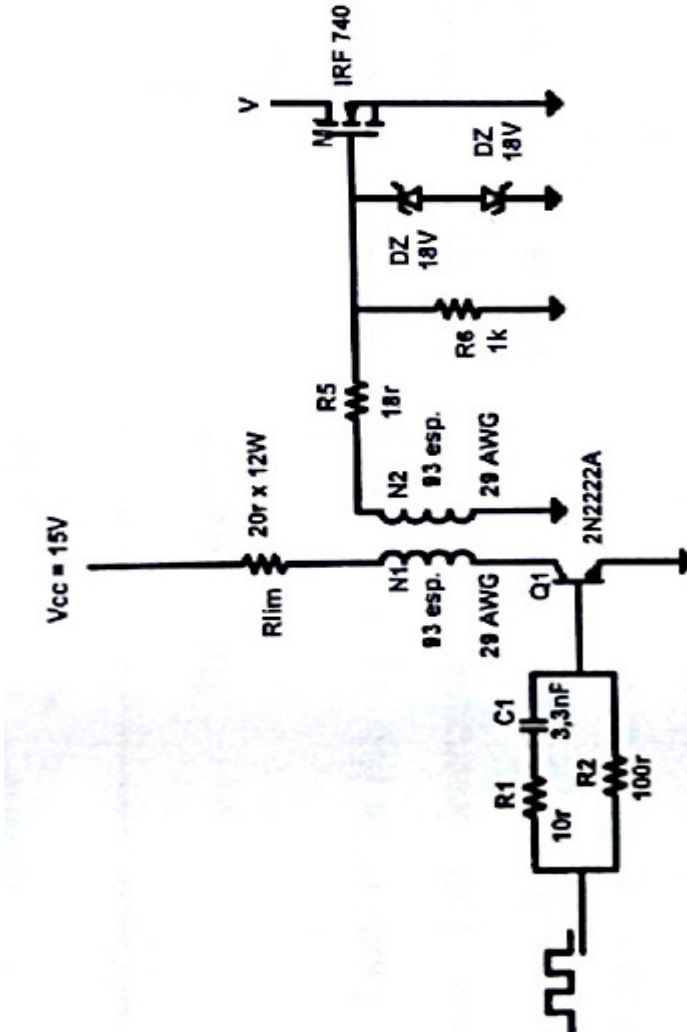


Figura 67 - Novo circuito para correção da amplitude do PWM

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**, Prentice-Hall, São Paulo, 2000.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência, circuitos, dispositivos e aplicações**. Makron Books, 1999.

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

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

BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**, Edição do Autor. Florianópolis-SC, 2001;

ARRABAÇA, D. A., GIMENEZ, S.P. **Conversores de Energia Elétrica CC/CC**. São Paulo: Erica 2013.

EPCOS. Catálogo de capacitores. <http://www.epcos.com>, 2005.

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

FONT, C. H. IIIa. **Eletrônica de Potência 2 - Conversores CC-CC Isolados**, Apostila. UTFPR, 2013.

INTERNATIONAL RECTIFIER. Catálogo de diodos, MOSFET's e IGBT's. <http://www.irf.com>, 2005.

MELLO, L. F. P. **Projetos de Fontes Chaveadas**, São Paulo: Ed. Érica, 2011.

MARQUES, J.L.B., BRAZ, G.P., **EEL7300 – Eletrônica Aplicada – Conteúdos para a Prática**, Apostila. IEB-UFSC, 2002;

MARTINS, D. C., BARBI, I. **Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência**, Edição dos Autores, 2001.

POMÍLIO, J. A. **Técnicas de Modulação em Fontes Chaveadas**, São Paulo.

Disponível em “[http:// www.dsce. fee. unicamp.br/~antenor](http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor)”.

POMÍLIO, J. A. **Topologia Básica para Fontes Chaveadas**, São Paulo. 2001.

POMÍLIO, J. A. **Uma Breve História da Eletricidade Industrial e da Eletrônica de Potência**. Material de aula-Unicamp-2012. Disponível em <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/iles/hist.pdf>.

Anexo A

Substituindo as Chaves para Verificação da Melhora de Eficiência.

Para o conversor Buck será realizada a substituição das chaves (Diodo UF5408 e o Mosfet IRF740) por chaves com menor resistência estática para verificação da melhora de eficiência.

Será utilizado para o teste o diodo Murr 460 com resistência estática de $0,31\Omega$ e o mosfet IRF460 com resistência estática no valor de $0,27\Omega$.

Aplicando através da placa de comando um PWM com amplitude de aproximadamente 16V com uma razão cíclica de 0,5, sobre o mosfet, se obtém os valores médios de tensões e correntes tanto da entrada como sobre a carga para o conversor Buck, verifique a Figura 68.

O valor de tensão média de entrada é de $V_{Média} = 60,3V$ e a corrente média de entrada ficou em torno dos $I_{Média} = 0,70A$. A entrada acaba fornecendo uma potência média de $P_{EMédia} = 42,21W$.

Para a carga os valores são $V_{Média} = 28,5V$ e $I_{Média} = 1,31A$ e a potência dissipada fica aproximadamente com o valor de $P_{0Média} = 37,34W$.

Realizando a razão entre a potência de saída e a potência entrada se obtém a eficiência do conversor Buck com as novas chaves. E o valor é de:

$$Eficiência = 0,88$$

Comparando com a eficiência do conversor Buck com as chaves anteriores (eficiência anterior = 0,84) percebe-se que houve uma melhora entorno de 4%, e assim concluímos que a resistência estática realmente influência nas perdas dos conversores.

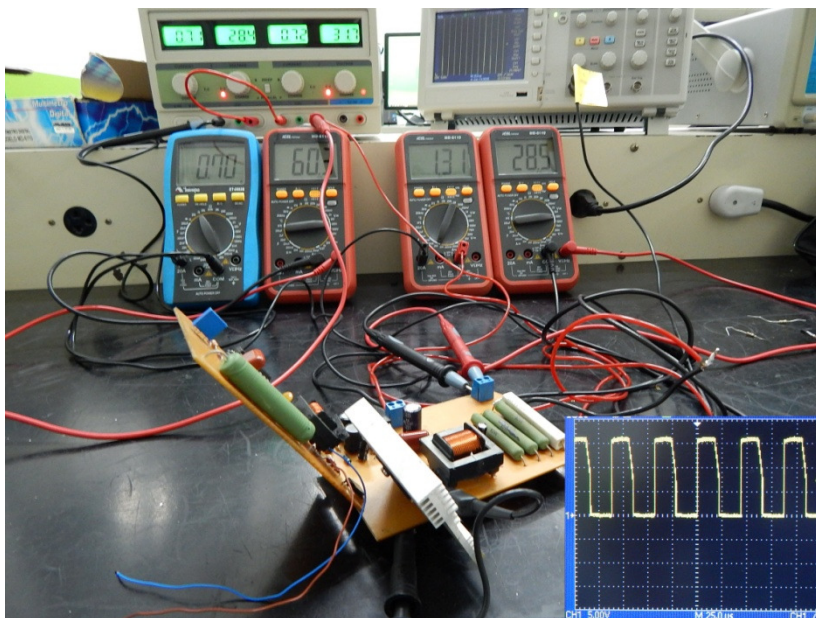


Figura 68 – Tensões e correntes média de entrada e saída do conversor Buck e o PWM sobre o gate-source do mosfet IRF460 (5V/div,25us/div).