



UFPA

CAMTUC

Campus Universitário de Tucuruí

Faculdade de Engenharia Elétrica

Projeto de um Conversor *Push-Pull* CC-CC com Aplicação de Grampeadores de Tensão

OTACÍLIO RODRIGUES DE OLIVEIRA FILHO

TUCURUÍ - PARÁ
DEZEMBRO – 2014

Projeto de um Conversor *Push-Pull* CC-CC com Aplicação de Grampeadores de Tensão

OTACÍLIO RODRIGUES DE OLIVEIRA FILHO

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentada ao colegiado da Faculdade de Engenharia Elétrica do Campus Universitário de Tucuruí da Universidade Federal do Pará, como requisito final de avaliação para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Msc. Ewerton Granhen

Projeto de um Conversor *Push-Pull* CC-CC com Aplicação de Grampeadores de Tensão

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentada ao colegiado da
Faculdade de Engenharia Elétrica do Campus Universitário de Tucuruí da
Universidade Federal do Pará como requisito final de avaliação para obtenção do
título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Msc. Ewerton Ramos Granhen

BANCA EXAMINADORA
12/12/2014

Msc. Ewerton Ramos Granhen - Orientador
Universidade Federal do Pará – Campus Tucuruí

Professora Dr^a. Luciana Gonzalez
Universidade Federal do Pará – Campus Tucuruí

Eng. Eletricista Wanderley Pereira dos Santos
Grupo Eletrobrás - Eletronorte

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Otacílio e Maria Helena, a quem devo toda minha educação, aos meus irmãos e principalmente a minha esposa e filha, que abrirão mão de muitos momentos juntos para que eu pudesse me dedicar ao curso de engenharia e a este trabalho.

AGRADECIMENTOS

Chegado o momento de agradecer, pois até então só havia pedido. Pedido sabedoria a Deus, pedido compreensão aos mais próximos para entender minha ausência. Esse é o momento mais delicado deste trabalho, não posso esquecer ninguém.

Sobre tudo agradeço a Deus, pois sem Ele não teria forças para chegar até aqui. Obrigado Senhor. A certeza que Ele esteve ao meu lado, me dando forças, se traduz ao olhar para trás e não entender como conseguir concluir este curso, trabalhar e dar atenção à família e amigos.

Agradeço a mulher mais forte que já conheci minha mãe Maria. Imagino o trabalho que dei a ela, sei de muitos, mas certamente não de todos, pois nem sempre fui este homem forte de hoje, os desafios e sofrimentos que ela superou para que eu pudesse viver e chegar até aqui.

Ao meu pai, cuja confiança depositada em mim começou pelo seu próprio nome a mim ofertado, como poderia decepcioná-lo. Obrigado pai, por me ensinar a nunca desistir.

Agradeço aos meus irmãos e irmãs, que mesmo longe, torcem pelo meu sucesso. Aos meus amigos Maurício e Joelma sempre presentes nos momentos que precisei.

Aos meus amigos de faculdade que tanto me ajudaram nas poucas horas que eu tinha pra estudar, ao meu amigo Sandini, gênio por natureza. Em especial o amigo Vanderson, obrigado parceiro.

Agradeço ao meu orientador o professor Msc. Ewerton Granhen pela disposição motivadora diante das dificuldades encontradas na construção deste trabalho. E também pelo esforço para encontrar tempo para esta orientação em meio a tantas responsabilidades.

Por fim as duas “mulheres” mais próximas a mim, minha esposa e filha, a quem dedico agradecimento especial, pois abdicaram de muitos momentos juntos para que eu pudesse me dedicar ao curso de engenharia e a este trabalho.

*“Se fiz descobertas valiosas, foi mais por ter
paciência do que qualquer outro talento”.
Isaac Newton*

RESUMO

A eletrônica de potência certamente tem experimentado um dos maiores desenvolvimentos nos últimos 20 anos. O surgimento de componentes que comutam em altas velocidades permite a construção de conversores que utilizam frequências cada vez maiores, propiciando redução de peso e volume. Essas características são altamente desejáveis, já que os equipamentos eletrônicos atuais possuem alto índice de compactação devido ao uso de circuitos integrados dedicados. O tamanho final do conversor é diretamente dependente do tamanho dos componentes magnéticos e dos capacitores, por isso sua otimização é fundamental para se conseguir baixo volume. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor será o tamanho dos componentes magnéticos, como transformadores e indutores.

Desenvolve-se nesse trabalho o projeto de um conversor *Push-Pull* CC-CC, para o qual se utiliza circuitos chamados grampeadores de tensão para aplicações nos mais diversos tipos conversão CC-CC, podendo ser utilizado como estágio de potência no acoplamento de conversores em cascata. O presente trabalho aborda de maneira extensiva o estudo de cada componente em especial os elementos magnéticos do conversor. É apresentada uma metodologia para o dimensionamento dos circuitos grampeadores de tensão, pois se trata de circuitos extremamente importantes para fontes chaveadas de alta frequência, visto que estes circuitos trabalham como amortecedores do pico de tensão nas chaves, aumentando o tempo de vida útil do conversor.

Inicialmente apresenta-se uma descrição geral dos conversores *Push-Pull*, bem como algumas topologias estudadas nas literaturas pesquisadas. Dando ênfase a sua capacidade de isolação galvânica em virtude da utilização de transformadores.

O projeto do conversor apresentado neste trabalho é especificado de tal maneira que a implementação física seja viável. Foram considerados os parâmetros mais importantes, propiciando de maneira segura o dimensionamento dos semicondutores, chaves, capacitores e elementos magnéticos.

Finalmente, consolida-se a proposta do projeto do conversor com potência de 300W, entrada de 12V CC, saída de 120V CC, apresentando uma simulação no PSIM™, programa de simulação computacional com dedicação a simulações na área de eletrônica de potência.

Palavras-chaves: alta frequência, conversor *Push-Pull*, elementos magnéticos, fontes chaveadas.

ABSTRACT

The power electronics has certainly experienced one of the largest developments in the last 20 years. The emergence of components at high speed switching allows the construction of converters that use ever higher frequencies, resulting in reduction in weight and volume. These characteristics are highly desirable, since the current electronic equipment has a high rate of compression due to the use of dedicated integrated circuits. The final size of the converter is directly dependent on the size of magnetic components and capacitors, so its optimization is critical to get low volume. The higher the switching frequency, size the smaller of the transformer and inductor.

It is developed in this work the design of a *Push-Pull* DC-DC converter using voltage staplers for applications in various types DC-DC conversion, can be used as power stage in the coupling cascade converters. This paper discusses a complete manner the study of each component in particular the magnetic elements of the drive. A methodology for the design of voltage staplers, because it is extremely important circuits for high frequency switching power supplies.

Initially we present a general description of the *Push-Pull* converters, as well as some topologies studied in the literature surveyed. Emphasizing its galvanic isolation capacity due to the use of transformers. The converter design presented in this paper is specified such that the physical implementation is possible. The most important parameters were considered, securely providing scaling of semiconductor switches, capacitors and magnetic elements.

Finally, consolidates the converter project proposal with power 300W, 12V DC input, 120V DC output, featuring a simulation in PSIM, computer simulation program with dedication to simulations in power electronics area. In this simulation is proven the viability of converter physical implementation.

Keywords: high frequency, *Push-Pull* converter, magnetic elements, switching power supplies

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente [5].	18
Figura 1.2 – Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Tensão [5].	18
Figura 1.3 – Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Tensão sob Modulação SPM [15].	20
Figura 1.4 – Conversor <i>Push-Pull</i> de Três Níveis [14].	21
Figura 1.5 – Conversor <i>Push-Pull</i> de Vários Estágios de Potência na Entrada [11].	21
Figura 2.1 – Topologia Convencional do Conversor <i>Push-Pull</i> e Legenda.	25
Figura 2.2 – Estratégia de Controle com Comandos Alternados [11].	26
Figura 2.3 – Primeira Etapa.	26
Figura 2.4 – Segunda Etapa.	27
Figura 2.5 – Terceira Etapa.	28
Figura 2.6 – Quarta Etapa.	28
Figura 2.7 – Principais Formas de Onda do Conversor <i>Push-Pull</i> [11].	29
Figura 2.8 – Excursão no Primeiro e Terceiro Quadrante da Curva B-H .	31
Figura 2.9 – Corrente de Magnetização do Transformador.	31
Figura 2.10 – Tempo de Comutação das Chaves.	32
Figura 2.11 – Núcleo Tipo EE [4].	33
Figura 2.12 – Variação da Ondulação de Corrente Normalizada em Função de D [11].	46
Figura 2.13 – MOSFET [10].	50
Figura 3.1 – Fonte Chaveada com Capacitor.	58
Figura 3.2 – Fonte Chaveada com Resistor e Capacitor.	59
Figura 3.3 – Fonte Chaveada com Resistor, Capacitor e Diodo.	59
Figura 3.4 – Circuito Snubber [13].	59
Figura 3.5 – Características Técnicas do Capacitor.	61
Figura 4.1 – Modelo do Transformador Implementado no PSIM [12].	68
Figura 4.2 – Parametrização do Transformador no PSIM.	68
Figura 4.3 – Circuito de Controle no PSIM.	69
Figura 4.4 – Circuito de Controle no PSIM.	69
Figura 4.5 – Circuito Implementado no PSIM.	70
Figura 4.6 – Sinal de Controle e Onda Portadora.	71
Figura 4.7 – Sinal de Saída.	71
Figura 4.8 – Corrente no Indutor.	72
Figura 4.9 – Ondulação da Corrente no Indutor.	72
Figura 4.10 – Corrente na Saída do Conversor.	73
Figura 4.11 – Formas de Onda nos Secundários do Transformador e Saída do Conversor.	73
Figura 4.12 – Tensão nos Secundários do Transformador e de Saída do Conversor.	74
Figura 4.13 – Tensão nos Enrolamentos Individuais do Primário e Secundário.	74
Figura 4.14 – Tensão no Transistor Q2.	75
Figura 4.15 – Tensão nos Transistores.	75
Figura 4.16 – Corrente nos Diodos (D1 e D4) e Tensão no Transistor Q1.	76
Figura 4.17 – Corrente Dividida nos Diodos Durante o Tempo Morto.	76
Figura 4.18 – Forma de Onda da Corrente Eficaz nos Enrolamentos Primários.	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Especificações de Projeto.....	54
Tabela 3.2 – Especificações do MOSFET.....	57
Tabela 3.3 – Especificações dos diodos	57
Tabela 3.4 – Especificações dos diodos dos Snubbers.....	60
Tabela 3.5 – Especificações dos diodos dos Snubbers.....	60
Tabela 3.6 – Parâmetros do Indutor.....	62
Tabela 3.7 – Especificações do Indutor.....	64
Tabela 3.8 – Parâmetros do Transformador	64
Tabela 3.9 – Especificações do Transformador	66
Tabela 4.1 – Comparação entre os valores simulados e calculados.....	78

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ	Fluxo magnético
μ	Permeabilidade magnética do meio
μ_0	Permeabilidade magnética do ar
η	Rendimento do conversor
ρ_{fio}	Resistividade do condutor
ΔB	Variação de densidade de fluxo magnético
ΔI_L	Ondulação de corrente em alta frequência do indutor
D	Ciclo de trabalho
T_{on}	Tempo de condução
T_s	Período
V_0	Ganho do conversor
a	Relação de espiras
E	Tensão de entrada
P_0	Potência de saída
I_0	Corrente média na carga
A_e	Área da seção reta transversal do núcleo
A_w	Área da janela do carretel
$A_e A_w$	Área do núcleo
I_{pico}	Corrente de pico
I_{eficaz}	Corrente eficaz
L	Indutância
K_w	Fator de ocupação da janela do carretel
K_p	Fator de ocupação da área da janela
J_{max}	Densidade de corrente
N_L	Número de espiras do indutor
H	Campo magnético
B	Indução magnética
B_{max}	Fluxo magnético máximo

A_L	Área transversal do cobre no enrolamento
R_{total}	Relutância total
R_{nucleo}	Relutância do núcleo
μ_{nucleo}	Permeabilidade do núcleo
$R_{entreferro}$	Relutância do entreferro
$i_{entreferro}$	Comprimento do entreferro
N_p	Número de espiras do primário
N_s	Número de espiras do secundário
A_p	Área da seção transversal ocupada pelo enrolamento
P_{trafo}	Potência do transformador
S_{fio}	Bitola do fio
n_{cond}	Número de condutores
S_{skin}	Área do condutor fundamental com diâmetro limitado pelo efeito pelicular
D_{max}	Diâmetro máximo do condutor fundamental
f_{ocup}	Fator de ocupação
R_{cobre}	Resistência do cobre
P_{cobre}	Perdas no cobre
K_h	Coeficiente de perdas por histerese
K_f	Coeficiente de perdas por correntes parasitas
$V_{núcleo}$	Volume do núcleo
$R_{TH\ núcleo}$	Resistência térmica do núcleo
$\Delta T_{núcleo}$	Elevação de temperatura
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor
f_s	Frequência de chaveamento
$\overline{\Delta I_L}$	Ondulação de corrente normalizada
i_c	Corrente no capacitor
ΔV_c	Ondulação de tensão no capacitor
C	Capacitância

R_{se}	Resistência interna do capacitor
$V_{Q_{\max}}$	Tensão máxima reversa nas chaves
$V_{D_{\max}}$	Tensão máxima reversa nos diodos
$I_{0_{\text{pico}}}$	Corrente de pico no indutor
$I_{Q_{\text{eficaz}}}$	Corrente eficaz nas chaves
$R_{DS_{on}}$	Resistência de condução
$P_{Q_{on}}$	Perdas por condução nas chaves
$P_{Q_{com}}$	Perdas por comutação nas chaves
t_r	Tempo de entrada em condução
t_f	Tempo de bloqueio
$P_{D_{on}}$	Perdas por comutação nos diodos
$P_{D_{con}}$	Perdas por condução nos diodos
V_D	Tensão reversa sobre o diodo
C_s	Capacitor do circuito Snubber secundário
R_s	Resistor do circuito Snubber secundário
D_s	Diodo do circuito Snubber secundário
R_p	Resistor do circuito Snubber primário
C_p	Capacitor do circuito primário
V_{g1}, V_{g2}	Tensão de saída do controle de chaveamento
Q_1, Q_2	Chaves MOSFET
D_1, D_4	Diodos com condução simultânea com Q_1
D_2, D_3	Diodos com condução simultânea com Q_2

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	17
1.1. Contextualização.....	17
1.2. Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente.....	17
1.3. Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Tensão.....	18
1.3.1. Topologias do Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Tensão	20
1.4. Objetivos	22
1.5. Organização do Trabalho.....	22
2. CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> CONVENCIONAL	24
2.1. Introdução	24
2.2. Etapas de operação do conversor <i>Push-Pull</i>	26
2.3. Formas de Onda Conversor <i>Push-Pull</i>	29
2.4. Razão Cíclica ou Ciclo de Trabalho D do Conversor <i>Push-Pull</i>	30
2.5. Análise Matemática do Projeto do Conversor <i>Push-Pull</i>	31
2.6. Elementos Magnéticos do Conversor <i>Push-Pull</i>	32
2.6.1. Núcleo dos Elementos Magnéticos	33
2.6.1.1. Núcleo do Indutor	34
2.6.1.2. Núcleo do Transformador	38
2.6.2. Dimensionamento da Bitola dos Condutores	42
2.6.3. Viabilidade de Execução	43
2.6.4. Cálculo de Elevação de Temperatura	44
2.7. Filtro de Saída.....	45
2.8. Esforços dos Componentes do Conversor <i>Push-Pull</i>	48
2.8.1. Esforços de Tensão Sobre os Semicondutores do Conversor.....	49
2.8.2. Esforços de Corrente nos Diodos Retificadores do Conversor	49
2.8.3. Esforços de Corrente Através dos Interruptores	49
2.8.4. Perdas nos Semicondutores do Conversor.....	50
2.8.5. Esforços de Corrente nos Elementos Magnéticos	51

3. PROJETO CONSTRUTIVO DO CONVERSOR <i>PUSH PULL</i>	53
3.1. Introdução	53
3.2. Especificações de Projeto	54
3.2.1. Cálculo dos Esforços.....	55
3.2.2. Determinação dos Semicondutores MOSFET e Diodos	57
3.2.2.1. Especificação do MOSFET	57
3.2.2.2. Especificação dos diodos	57
3.2.3. Determinação do Circuito Snubber	58
3.2.3.1. Especificação do Circuito Snubber do Primário	59
3.2.3.2. Especificação do Circuito Snubber do Secundário	60
3.2.4. Cálculo do Filtro de Saída	61
3.2.5. Cálculo dos Elementos Magnéticos	62
3.2.5.1. Cálculo do Núcleo do Indutor	62
3.2.5.2. Cálculo do Núcleo do Transformador	64
3.3. Conclusão	66
4. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>PUSH PULL</i> NO PSIM	67
4.1. Introdução	67
4.2. Parâmetros do Transformador	68
4.3. Simulação do Conversor em Malha Aberta.....	69
4.3.1. Análise das Principais Formas de Onda do Conversor	70
4.4. Conclusão	77
5. CONCLUSÃO.....	79
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	81
APÊNDICE.....	82

1. INTRODUÇÃO

1.1. Contextualização

A eletrônica de potência caracteriza-se por ser uma ciência dinâmica, onde contínuos esforços são empregados por engenheiros e especialistas para otimizar o processo construtivo de diferentes tipos de conversores. Com o surgimento de componentes que comutam em altas velocidades permite a construção de conversores que utilizam frequências cada vez maiores, propiciando redução de peso e volume. Essas características são altamente desejáveis, já que os equipamentos eletrônicos atuais possuem alto índice de compactação devido ao uso de circuitos integrados dedicados. O tamanho final do conversor é diretamente dependente do tamanho dos componentes magnéticos e dos capacitores, por isso sua otimização é fundamental para conseguirmos baixo volume.

No campo dos conversores CC-CC observa-se, através das literaturas pesquisadas, duas famílias de conversores CC-CC tipo *Push-Pull*: os alimentados em tensão, objeto deste trabalho, e os alimentados em corrente. Cada uma com características próprias e com significativas vantagens e desvantagens.

1.2. Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente

Os conversores *Push-Pull* alimentados em corrente, ao contrário dos alimentados em tensão, trabalham com sobreposição de pulsos, comutação das chaves, ou seja, seus interruptores deverão trabalhar sobrepostos. Cita-se como exemplo o conversor boost simétrico isolado, que possui larga aplicação na indústria como carregador de baterias ou ultimamente para corrigir fator de potência como pré-regulador [5].

A operação do conversor consiste em manter os interruptores de potência fechados, através de comando de sobreposição, de tal maneira a armazenar energia no indutor L_1 , da Figura 1 são abertos, um após o outro, para que a energia armazenada em L_1 seja transferida a carga através do transformador.

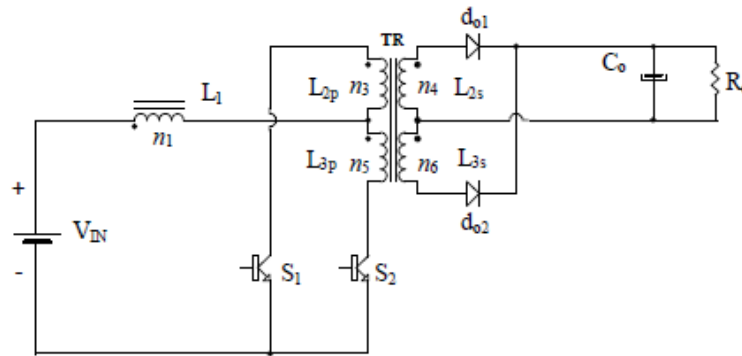


Figura 1.1 – Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente [5].

As vantagens desta topologia do conversor consistem em:

- Obtenção de uma tensão de saída maior que a de entrada;
- Limita naturalmente os surtos de corrente, devido o indutor de entrada.

Enquanto as desvantagens desta topologia do conversor consistem em:

- Elevada tensão de bloqueio nos interruptores;
- Opera somente como elevador de tensão;
- Apresenta problema de dispersão eletromagnética no transformador.

1.3. Conversor *Push-Pull* Alimentado em Tensão

O conversor *Push-Pull* convencional, cuja topologia é mostrada na Figura 1.2, consiste de dois enrolamentos no primário e dois no secundário. Cada enrolamento do transformador é conectado em série com um interruptor controlado, atuando de forma complementar, ou seja, respeitando o tempo de condução de ambos os interruptores, dentro de um ciclo de comutação.

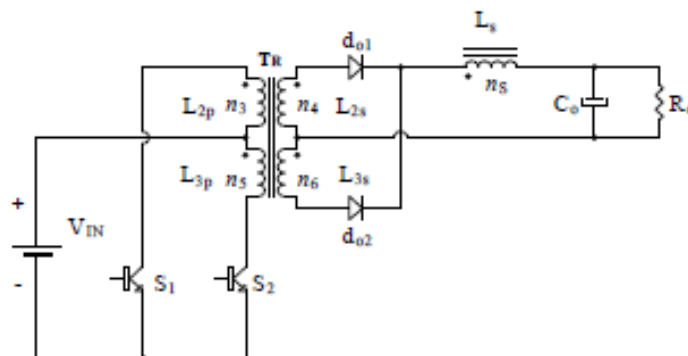


Figura 1.2 – Conversor *Push-Pull* Alimentado em Tensão [5].

As vantagens do conversor alimentado em tensão consistem em:

- Obtenção de potência maiores do que as obtidas com conversores CC-CC básicos com um interruptor;
- Isolação galvânica entre os níveis de tensão do conversor.

Enquanto as desvantagens desta topologia do conversor consistem em:

- Desequilíbrio de fluxo no transformador:

As falhas mais comuns nos conversores *Push-Pull* convencionais são devido ao desequilíbrio de fluxo entre os primários do transformador. Este tipo de falha ocorre pelo desequilíbrio do produto volts-segundos de cada ciclo do transformador, ou seja, um dos transistores conduz por um intervalo de tempo maior que o outro. Esta corrente de magnetização do núcleo depende da largura de pulso das chaves, no caso de ocorrer assimetria dos tempos de condução, ou seja, tempos de condução diferentes, pode ocorrer saturação do núcleo, devido ocorrer maior corrente de magnetização durante o tempo de condução maior.

- Dispersão no transformador:

Por se tratar de uma topologia com isolamento galvânica, naturalmente tem-se problemas na dispersão do transformador, sendo necessário a utilização de circuitos Snubbers de ajuda a comutação para proteção dos interruptores.

- Surtos de corrente:

Pelo fato de não existir indutor de entrada esta topologia não limita qualquer surto ou variação de corrente que venha a ocorrer.

- Ciclo de trabalho máximo de 0,5:

Devido ser alimentado em tensão não poderá operar com os interruptores em sobre posição, limitando sua razão cíclica máxima teórica por interruptor em 0,5 que será estudada no tópico 2.4.

1.3.1. Topologias do Conversor *Push-Pull* Alimentado em Tensão

Santander (1993) mostrou as dificuldades encontradas no conversor *Push-Pull* modulado por pulso único (SPM-Single Pulse Modulation), verificando a possibilidade de se obter na saída tensão constante, independente da carga e das variações da fonte de alimentação. A partir deste estudo foi proposta a topologia a três níveis.

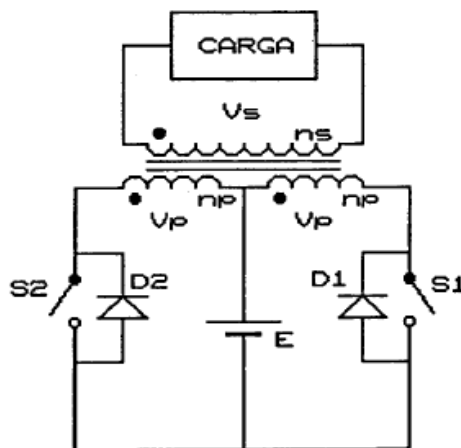


Figura 1.3 – Conversor *Push-Pull* Alimentado em Tensão sob Modulação SPM [15].

Nos seus estudos, Santander (1993) verificou que para variações da carga e variações da tensão de entrada, não é possível garantir na saída uma tensão constante, esta constatação foi observada, considerando que na abertura de uma das chaves, se a carga é indutiva, há corrente que circulando por um dos diodos em antiparalelo, fazendo surgir uma tensão indesejada na carga. Observou também que o tempo de condução do diodo em antiparalelo depende do tipo da carga, quanto mais indutiva, maior será o tempo de condução dos diodos, por esta razão, não foi possível garantir com o conversor *Push-Pull* modulado por pulso único uma tensão constante independente da carga.

A partir das considerações acima Santander (1993) sugere em seu trabalho um método para obter na saída uma tensão constante independente da carga, é através do controle do tempo de condução das chaves, isto é, se a tensão de entrada for máxima, o tempo de condução das chaves terá que ser menor que no caso em que a tensão de entrada é mínima. Para isto é necessário ter um caminho alternativo para a circulação da corrente resultando numa tensão nula na carga. Desta maneira, a forma de onda a se obter na saída terá que ser de três níveis.

Na Figura 1.4 é mostrada a topologia proposta por Santander (1993), que mostrou em seu trabalho a viabilidade de projeto.

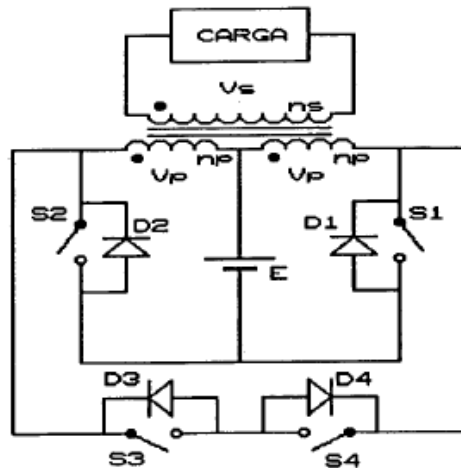


Figura 1.4 – Conversor *Push-Pull* de Três Níveis [14].

Pinheiro (2005) considerou em trabalho a topologia do conversor *Push-Pull* com modulação por largura de pulso (PWM- Pulse Width Modulation). Considerou também vários estágios de potência na entrada, reduzindo desta forma o esforço nas chaves, ilustrado na Figura 1.5.

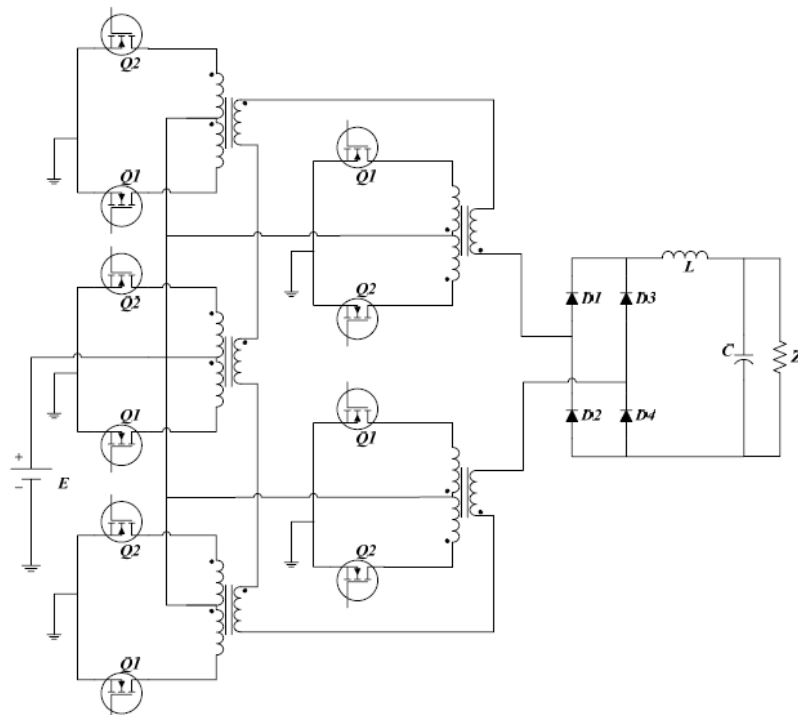


Figura 1.5 – Conversor *Push-Pull* de Vários Estágios de Potência na Entrada [11].

O conversor projetado por Pinheiro (2005) apresentou um desempenho satisfatório na etapa de simulação. A distribuição de potência do conversor CC-CC em cinco estágios de entrada baseados na topologia *Push-Pull* alimentada em tensão permitiu a minimização dos elementos magnéticos e uma redução considerável nos esforços de corrente sobre os interruptores comandados. O aumento no número de interruptores permitiu também a redução da potência comutada em cada um deles, impedindo que a energia desprendida durante as comutações provocasse a sua destruição. Porém, como em todo conversor utilizando esta topologia com isolamento galvânica, fez-se necessário, adicionar grampeadores de tensão para proteger os semicondutores das sobretensões observadas durante estas comutações. O acréscimo destes elementos provocou uma redução no rendimento do sistema, entretanto, foram fundamentais à operação segura do conversor.

1.4. Objetivos

Projetar um conversor *Push-Pull* CC-CC alimentado em tensão fundamentado na utilização da técnica de Modulação por Largura de Pulsos – PWM, visando obter na saída uma tensão constante e realizar simulações computacionais para verificação da viabilidade de realização física do projeto.

1.5. Organização do Trabalho

O presente trabalho está distribuído em 4 capítulos, inicia-se apresentando uma contextualização da família dos conversores *Push-Pull*, os alimentados por corrente e os alimentados por tensão. Realiza-se uma análise das vantagens e desvantagens de cada grupo, citando algumas topologias pesquisadas. Em seguida é apresentado um estudo matemático da topologia alimentada por tensão, onde são abordados seus componentes e apresentados os principais esforços ao qual estão submetidos. A partir da modelagem matemática da estrutura proposta e dos parâmetros de projeto realizam-se os cálculos dos esforços e determinação de todos os componentes do conversor. Apresenta-se ainda a simulação computacional do conversor verificando a viabilidade de implementação física do projeto. Por fim são feitas as conclusões, enfatizando as dificuldades encontradas, e sugestões para trabalhos futuros.

No Capítulo 1, apresenta-se a contextualização, mostrando a importância do estudo na área de eletrônica de potência, sobretudo sobre conversores de alta frequência, em particular conversores do tipo *Push-Pull*. Seguido pela análise das famílias deste tipo de conversor, abordando algumas vantagens e desvantagens. Mostra ainda dois tipos de controle das chaves e diferentes topologias que podem ser implementadas ao conversor *Push-Pull*, considerando suas características básicas. Por fim têm-se os objetivos e a apresentação do TCC.

No Capítulo 2, é apresentada a topologia deste trabalho, realizado o estudo das etapas de funcionamento, são apresentadas também as principais formas de onda. Realiza-se ainda o estudo da razão cíclica de trabalho e a modelagem matemática. Os esforços ao qual estão submetidos os componentes do conversor são tratados de forma peculiar. Então, apresentam-se os cálculos de viabilidade de execução do projeto.

No capítulo 3, são apresentados os parâmetros de projeto, a partir destes, são evidenciados os esforços de forma individual cada componente do conversor. São apresentados os cálculos dos circuitos de ajuda à comutação. Em seguida faz-se abordagem da metodologia clássica para cálculos dos elementos magnéticos. Finalizando apresenta-se a determinação das chaves, dos diodos, filtro de saída, circuitos Snubbers, indutor e transformador.

No capítulo 4, é apresentado o circuito implementado no PSIM, o circuito de controle PWM, mostra-se ainda as principais formas de onda com seus comentários baseados nos estudos realizados nos capítulos anteriores.

No Capítulo 5, as conclusões do trabalho são expostas ao passo que são feitas consideração e sugestões para trabalhos futuros.

2. CONVERSOR *PUSH-PULL* CONVENCIONAL

2.1. Introdução

O conversor *Push-Pull* pode ser considerado um caso particular dos conversores *Full-Bridge* ou *Half-Bridge* o primeiro é normalmente utilizado para potências inferiores a 500W enquanto o *Half-Bridge* é destinado a potências superiores [2].

Este conversor é utilizado para aplicações onde necessite de isolamento galvânico entre níveis de tensão. Em alguns casos o uso desta isolação implica na alteração do circuito para permitir o adequado funcionamento do transformador, ou seja, para evitar a saturação do núcleo magnético, pois, sabe-se que não é possível interromper o fluxo magnético produzido pela força magnetomotriz. As duas chaves do lado primário operam de forma alternada, cada chave recebe comandos de condução, no máximo, 50% do período de comutação, separados por um período de tempo-morto. Essa característica leva à necessidade de se montar dois enrolamentos primários embobinados no mesmo sentido, mas com correntes que circulem em direções opostas, fazendo o transformador funcionar a plena potência, a alternância faz com que o fluxo no material magnético seja controlado em ambas as polaridades, tornando a utilização do núcleo mais eficiente do que em um conversor com um único interruptor e podendo, inclusive, reduzir o seu volume [11,15].

O mesmo transformador que possibilita a isolação galvânica entre os níveis de tensão é responsável pelas principais desvantagens da utilização da topologia *Push-Pull*. Uma delas é a necessidade de se utilizarem circuitos grampeadores para proteção dos interruptores contra sobretensões no momento de sua abertura, provocadas pela presença da indutância de dispersão. A outra desvantagem consiste no caso de uma possível assimetria entre os tempos de operação das chaves provocando o aparecimento de uma componente contínua aplicada ao núcleo do transformador [5,11]. Neste caso, a densidade máxima de fluxo magnético do projeto do transformador, para evitar a saturação do núcleo, não deve ultrapassar níveis considerados seguros para sua operação, mantendo-se o mais distante possível do limite de saturação do material empregado.

O conversor *Push-Pull* convencional, cuja topologia é mostrada na Figura 2.1, consiste de dois enrolamentos no primário e dois no secundário. Cada enrolamento do transformador é conectado em série com um interruptor controlado, atuando de forma complementar, ou seja, respeitando o tempo de condução de ambos os interruptores, dentro de um ciclo de comutação. Na Figura 2.2 é apresentada a estratégia da modulação PWM utilizada para comandar o conversor.

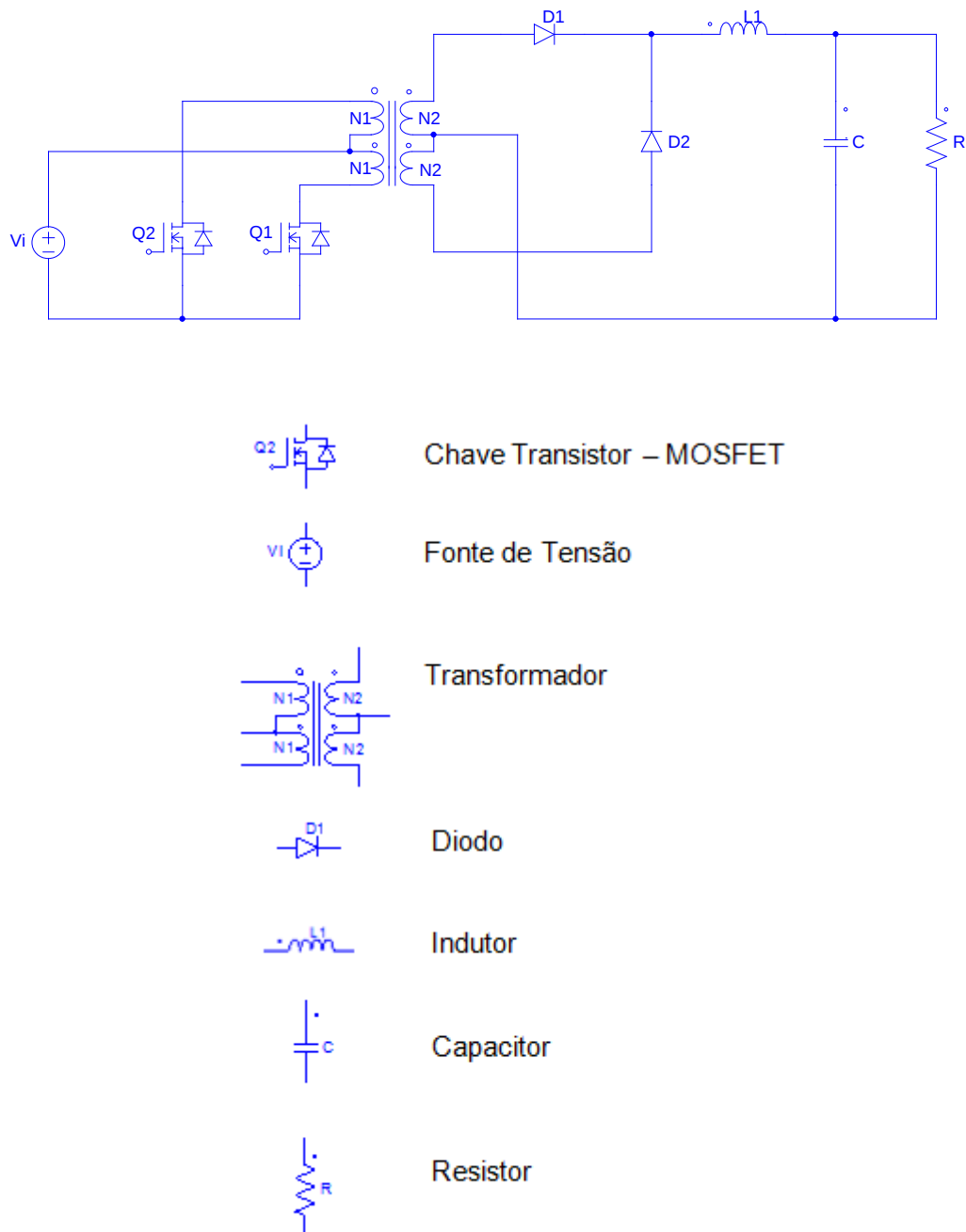


Figura 2.1 – Topologia Convencional do Conversor Push-Pull e Legenda.

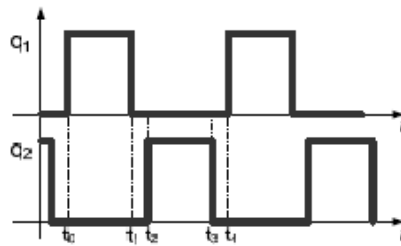


Figura 2.2 – Estratégia de Controle com Comandos Alternados [11].

2.2. Etapas de operação do conversor *Push-Pull*

Para a análise das etapas de operação do conversor *Push-Pull* considerar-se que o conversor opera em regime permanente, que todos os componentes ativos e passivos são ideais, que a frequência de chaveamento seja constante e que a modulação seja PWM.

Etapa 1

Na primeira etapa, t_0 a t_1 , a chave Q_1 satura, ou seja, passa a conduzir, Q_2 entra em corte. A tensão em Q_2 neste momento é $2V_i$ devido à fase dos enrolamentos do primário e o número de espiras serem iguais. A tensão V_i é colocada em um dos enrolamentos do primário. É induzida então uma tensão no secundário V_i' pela relação N_1/N_2 . Este pulso de tensão é retificado por D_1 , aparece no indutor L_1 à tensão V_i' , carregando o capacitor C e fornecendo energia a carga. D_2 , reversamente polarizado, encontra-se bloqueado devido à polaridade da tensão no secundário do transformador. A Figura 2.3 ilustra o funcionamento do conversor nesta etapa. A linha em vermelho representa a parte do circuito percorrida por corrente nas etapas, as setas representam o sentido da corrente.

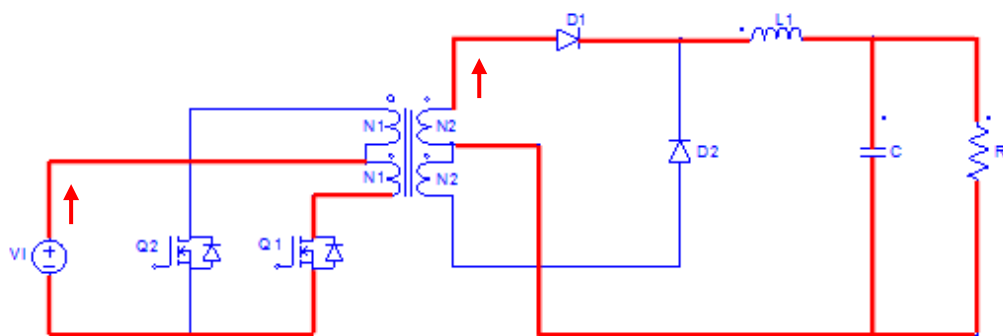


Figura 2.3 – Primeira Etapa.

Etapa 2

Esta etapa, de t_1 a t_2 , tem início com o bloqueio de Q_1 e Q_2 permanece cortado. Ocorre então o tempo morto, ou seja, tempo em que nenhuma das chaves conduzem, em que há descarga da energia acumulada no indutor durante a primeira etapa e o capacitor continua a fornecer energia para a carga. Com a interrupção da corrente do primário a tensão na entrada do retificador de ponto médio se anula D_1 e D_2 conduzem, colocando os secundários em curto-circuito e mantendo a circulação de corrente no indutor. A energia acumulada no filtro é então entregue à carga. Neste momento a tensão sobre os transistores é V_i . A Figura 2.4 ilustra a etapa 2.

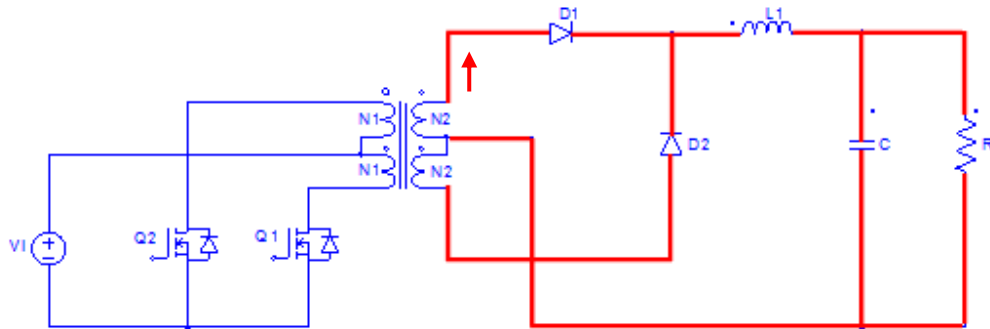


Figura 2.4 – Segunda Etapa.

Etapa 3

Quando Q_2 recebe o comando para conduzir, fim do tempo morto, de t_2 a t_3 , Q_1 permanece cortado com tensão igual a $2V_i$. Durante esta etapa ocorre uma nova transferência de energia da entrada para a saída do conversor. É induzida então, uma tensão no secundário V_i' pela relação N_1/N_2 com polaridade contrária à induzida na Etapa 1, devido ao sentido contrário dos enrolamentos. Este pulso de tensão é retificado por D_2 , que conduz dando caminho à corrente do indutor L_1 . D_1 encontra-se bloqueado devido à polaridade da tensão no secundário do transformador. O capacitor C é novamente carregado e fornece, junto com o indutor de filtragem, a corrente de carga. A etapa se encerra quando o interruptor Q_2 recebe ordem de bloqueio, levando o conversor de volta a configuração observada na segunda etapa.

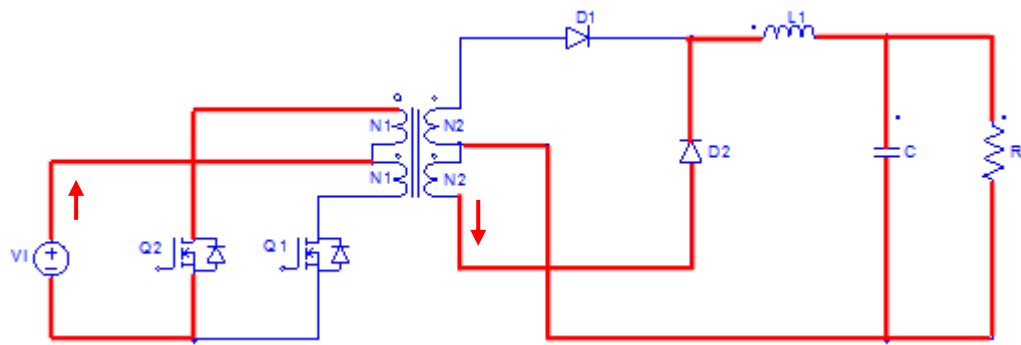


Figura 2.5 – Terceira Etapa.

Etapa 4

Na quarta etapa devido Q_1 ainda permanece cortado e Q_2 recebe o comando de bloqueio o conversor retorna a Etapa 2. Novamente com tensão nula nos terminais do enrolamento secundário e corrente positiva no indutor de saída, D_1 e D_2 passa a conduzir entra em roda-livre e mantém a circulação de corrente para a carga. Esta etapa se encerra quando o interruptor Q_1 for novamente comandado a conduzir, trazendo de volta a configuração já observada na Etapa 2. A Figura 2.6 mostra a Etapa 4.

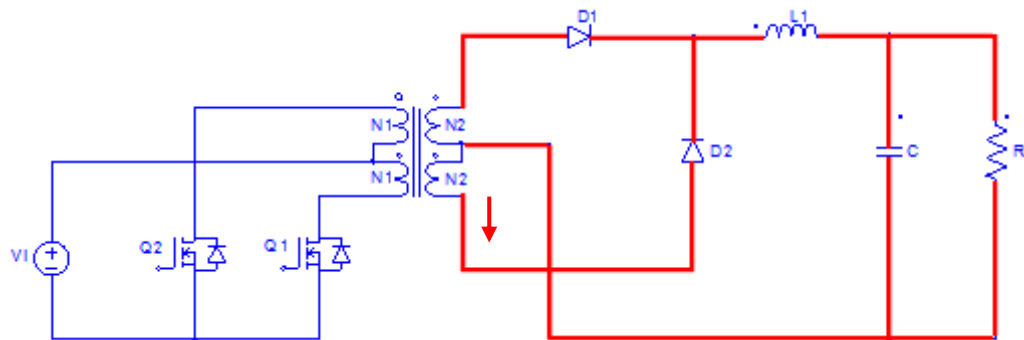


Figura 2.6 – Quarta Etapa.

Nas etapas acima entendemos como acontece à transferência de energia da fonte para a carga e também porque este conversor é recomendado para baixas tensões e altas correntes devido à tensão dobrar nos seus interruptores.

Os seus interruptores operam de forma alternada, cada qual sendo comandado por, no máximo, 50% do período de comutação, separados por um período de tempo-morto. Essa característica, que leva à necessidade de se montar dois enrolamentos primários embobinados no mesmo sentido, mas com correntes

que circulam em direções opostas, faz com que o fluxo no material magnético seja controlado em ambas as polaridades, tornando a utilização do núcleo mais eficiente do que em um conversor com um único interruptor e podendo, inclusive, reduzir o seu volume.

Após a análise detalhada das etapas de operação do conversor, pode-se agora passar à próxima fase do estudo, onde são apresentadas as principais formas de onda correspondentes a sua operação.

2.3. Formas de Onda Conversor *Push-Pull*

A partir da análise das etapas de funcionamento do conversor podem-se traçar as principais formas de onda inerentes ao seu funcionamento. Estas formas de onda são apresentadas na Figura 2.7.

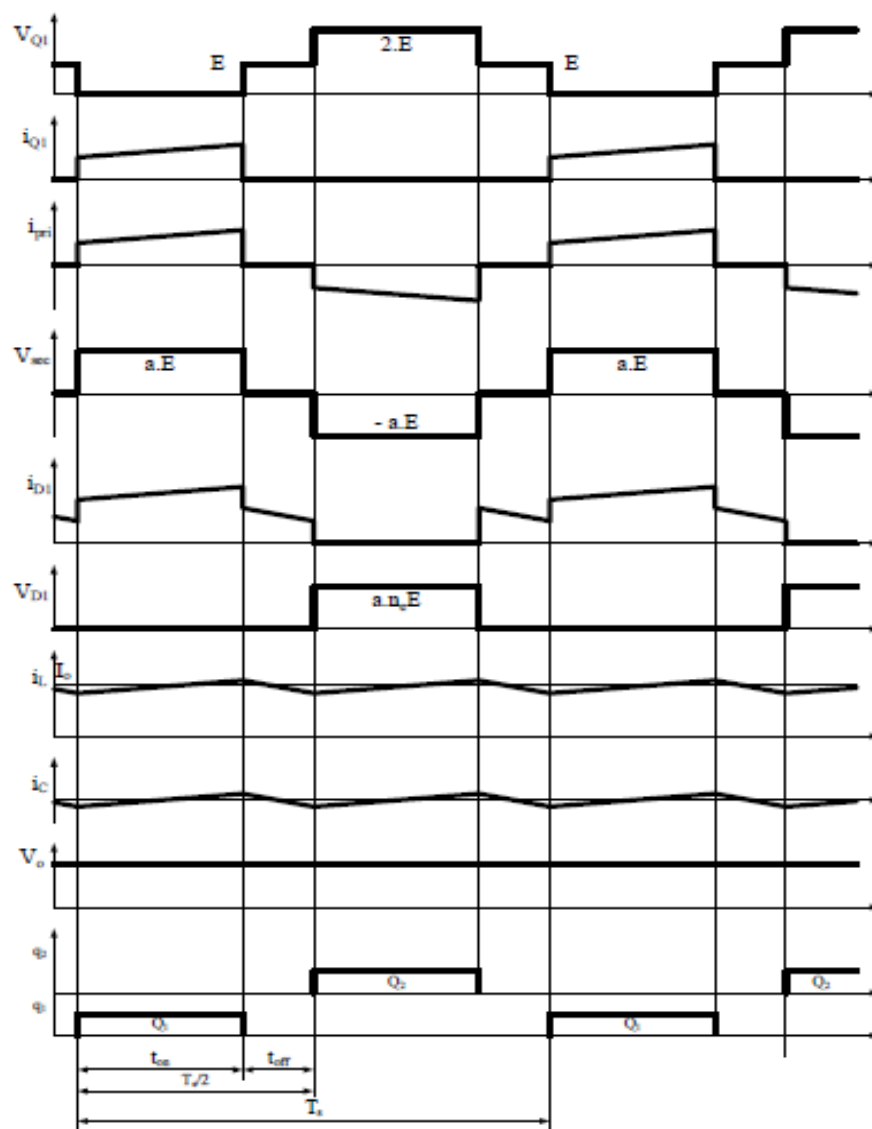


Figura 2.7 – Principais Formas de Onda do Conversor *Push-Pull* [11].

2.4. Razão Cíclica ou Ciclo de Trabalho D do Conversor *Push-Pull*

Antes de iniciarmos o estudo matemático do conversor faz-se necessário o entendimento da importância do ciclo de trabalho D . Nos conversores *Push-Pull* convencionais a razão cíclica nunca poderá ser maior que 0,5, ou seja, $D > 0,5$ para não haver sobreposição das chaves que poderia provocar curto-circuito na fonte de tensão do conversor.

O equacionamento matemático do conversor está implicitamente ligado a sua razão cíclica, ou ciclo de trabalho, cujo parâmetro precisa ser estudado para que se possa iniciar o projeto do conversor. A definição deste parâmetro é dada como sendo a fração do seu período de operação em que o mesmo permanece em condução. Ou seja, a razão entre o período em que o interruptor está comandado a conduzir e o seu período total de comutação [2,5,9,11].

Outro fator a ser considerado em relação ao ciclo de trabalho é o desequilíbrio do fluxo magnético entre os primários do transformador. Esse tipo de falha ocorre devido à assimetria entre os tempos de comutação dos interruptores. Isto faz com que a operação do núcleo não esteja centrada ao redor do laço de histerese, criando uma componente de tensão contínua no transformador, que o levará a saturação e a destruição das chaves [5]. Para evitar a saturação do núcleo na possibilidade de uma ocorrência como essa, o projeto do transformador é realizado de modo que a densidade máxima de fluxo-magnético não exceda níveis considerados seguros para a sua operação, mantendo este parâmetro o mais distante possível do limite de saturação do material empregado [4].

A Figura 2.8 ilustra o comportamento do fluxo magnético, no qual transformador é magnetizado durante o tempo de condução de uma das chaves e quando a outra conduz uma corrente de desmagnetização flui por ele até chegar a zero e em seguida o transformador é magnetizado novamente. Desta maneira há excursão no primeiro e terceiro quadrante da curva **B-H** [13]. Dessa forma fica evidente que a assimetria entre os tempos de condução afasta do laço de histerese a operação do núcleo do transformador.

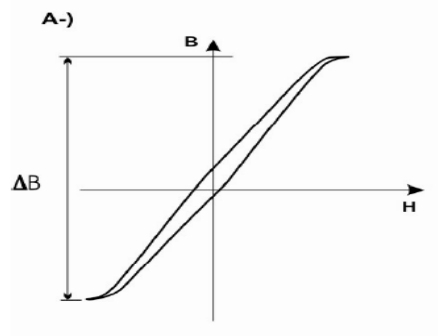


Figura 2.8 – Excursão no Primeiro e Terceiro Quadrante da Curva **B-H**.

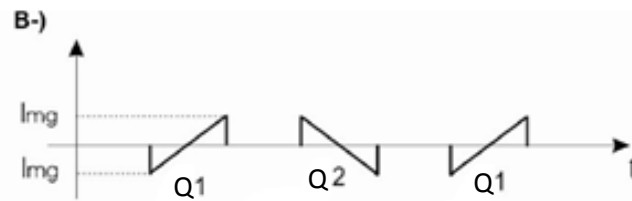


Figura 2.9 – Corrente de Magnetização do Transformador.

A excursão do campo magnético nos dois quadrantes faz com que o transformador trabalhe com melhor aproveitamento do núcleo, ou seja, a plena potência. A Figura 2.9 ilustra a curva de magnetização e desmagnetização do núcleo do transformador, considerando que não há corrente de coletor, ou seja, sem nenhuma carga na saída. A corrente em Q2 foi representada com polaridade positiva para visualizar a desmagnetização do ciclo anterior. [13].

2.5. Análise Matemática do Projeto do Conversor *Push-Pull*

Após o estudo detalhado do funcionamento do conversor *Push-Pull* e a importância do ciclo de trabalho, será realizada a análise matemática que servirá de base para o próximo capítulo que, é o projeto construtivo do conversor. Pela definição do ciclo de trabalho, apresentada em (2.1) e da análise da Figura 2.10 pode-se afirmar que este parâmetro pode variar de 0 a 0,5, considerando o tempo de comutação das chaves.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

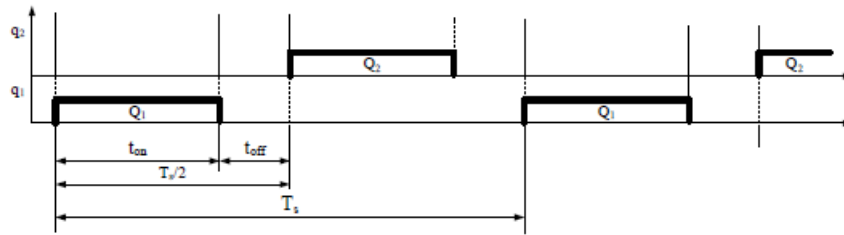


Figura 2.10 – Tempo de Comutação das Chaves.

Conforme a análise das etapas de operação, as formas de onda da tensão e considerando à fase dos enrolamentos do primário e o número de espiras serem iguais, tem-se que o ganho do conversor é dado pela expressão abaixo:

$$V_o = 2.D.a.E \quad (2.2)$$

Onde:

D : é a razão cíclica;

E : a tensão de entrada;

a : é a relação de espiras do transformador.

E a potência de saída é dada por:

$$P_o = V_o I_o \quad (2.3)$$

2.6. Elementos Magnéticos do Conversor *Push-Pull*

O projeto de conversores CC-CC considerando seu perfeito funcionamento e o sucesso construtivo está fortemente ligado aos seus elementos magnéticos. Os transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas, as não linearidades. A indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos e capacitâncias entre espiras são alguns desses elementos parasitas. Os elementos parasitas citados inserem resultados indesejáveis durante o funcionamento do conversor. Podemos citar os picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e emissão de ruído, este devido à interferência eletromagnética conduzida e irradiada. O projeto adequado desses elementos requerem cuidados especiais principalmente sobre a operação e possível saturação do núcleo dos transformadores [4].

2.6.1. Núcleo dos Elementos Magnéticos

O núcleo é o componente fundamental no projeto do conversor, pois, é através dele que se permite o caminho adequado ao fluxo magnético, ou seja, diminuição da relutância magnética. Nos conversores de alta frequência recomenda-se o núcleo de ferrite por apresentarem menores perdas por histerese e consequentemente menores temperaturas quando comparados com o núcleo de ferro-silício. Este último, é mais indicado para operações em baixas frequências. Quanto à densidade de fluxo de saturação, o núcleo de ferro-silício apresenta melhor desempenho.

O projeto ou avaliação dos componentes magnéticos do conversor são demorados e trabalhosos. Muitos especialistas utilizam-se da técnica de tentativa e erro, tradicionalmente realizando compensações e a otimização do projeto. Desde 1927, os fabricantes atribuíram códigos numéricos de seus núcleos. Estes códigos representam a capacidade de transferência de potência. O método atribui um número a cada núcleo, o qual é o produto de sua área de janela (A_w) e a área da seção reta transversal do núcleo (A_e)[8]. A Figura 2.11 mostra esta interação.

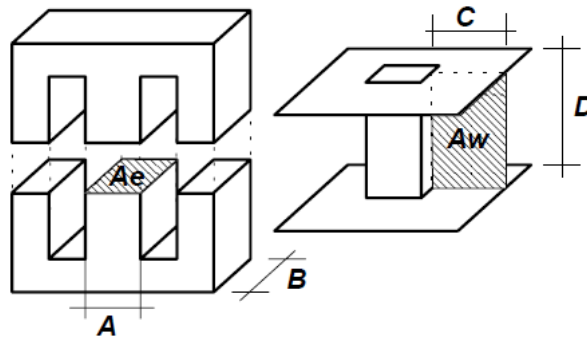


Figura 2.11 – Núcleo Tipo EE [4].

De acordo com Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*, considerando todas as medidas em centímetro define o valor do produto $A_e A_w$ necessário para construção do núcleo do indutor e transformador respectivamente como sendo apresentado pelas equações (2.4) e (2.5):

$$A_e A_w = \frac{I_{pico} I_{eficaz} L}{B_{max} J_{max} K_w} 10^4 [cm^4] \quad (2.4)$$

$$A_e A_w = \frac{2P_{out}}{K_w K_p J_{max} f \Delta B \eta} 10^4 [cm^4] \quad (2.5)$$

Onde:

I_{pico} é a corrente de pico;

I_{eficaz} é a corrente eficaz;

L é a indutância;

P_{out} é a potência de saída;

K_w é o fator de ocupação da janela do carretel;

K_p é o fator de ocupação da área da janela;

J_{max} é a densidade de corrente de magnetização;

ΔB é a densidade de fluxo magnético;

η é o rendimento.

Será abordada a seguir uma metodologia para se chegar às equações (2.4) e (2.5). Tal metodologia foi apresentada em [4,11].

2.6.1.1. Núcleo do Indutor

Cálculo do produto AeAw.

Para o cálculo do núcleo é preciso recorrer às leis básicas do eletromagnetismo. Faz-se a análise das Leis de Ampère e Farady.

A lei de Ampère estabelece que a integral de linha da componente tangencial de $\mathbf{H}$ em torno de um caminho fechado é igual à corrente líquida envolvida pelo caminho [14].

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H \cdot l = N \cdot i \quad (2.6)$$

Farady, em 1831, descobriu que a fem induzida em qualquer circuito fechado, é igual à taxa de variação no tempo do fluxo magnético enlaçado pelo circuito [14].

$$E = N_L \frac{d\phi}{dt} = N_L \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.7)$$

Onde:

N_L é o número de espiras do indutor.

Da relação Volt-Ampere tem-se que:

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.8)$$

E pela relação entre indução magnética e campo magnético,

$$B = \mu_0 H \quad (2.9)$$

Igualando (2.7) e (2.8) tem-se:

$$N_L \Delta \phi = L \Delta I_L \quad (2.10)$$

Por definição, define-se:

$$\Delta \phi = A_e \Delta B \quad (2.11)$$

Com A_e sendo a área da seção reta transversal do núcleo.

Considerando que, quando a corrente no indutor é máxima (I_{pico}) tem-se o máximo valor da densidade de fluxo magnético (B_{max}) e substituindo (2.11) em (2.10), obtém-se:

$$N_L = \frac{I_{pico} L}{B_{max} A_e} \quad (2.12)$$

Para esta mesma situação tem-se também uma densidade máxima de corrente nos enrolamentos dada por:

$$J_{max} = N_L \frac{I_{eficaz}}{A_L} \quad (2.13)$$

Como os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área da janela disponível, devido sua geometria circular. Uma constante K_w denominada “fator de ocupação do cobre dentro do carretel” é considerada para efeito de projeto do núcleo. Normalmente o valor adotado da constante K_w para a construção de

indutores é 0,7 (ou seja, a área ocupada pelos enrolamentos é de 70% da janela), e dependendo da habilidade dos técnicos e mecanismos utilizados para confecção dos enrolamentos este valor pode sofrer variações e conforme a geometria dos condutores utilizados [4].

Com A_L sendo a área transversal de cobre no enrolamento do indutor, pode-se definir K_w como:

$$K_w = \frac{A_L}{A_w} \quad (2.14)$$

Onde:

K_w fator de ocupação da janela do carretel;

A_w área da janela do carretel.

Substituindo A_L e reescrevendo a equação (2.13), tem-se:

$$N_L = \frac{K_w A_w J_{\max}}{I_{\text{eficaz}}} \quad (2.15)$$

E igualando (2.12) e (2.15), tem-se:

$$\frac{I_{\text{pico}} L}{B_{\max} A_e} = \frac{K_w A_w J_{\max}}{I_{\text{eficaz}}} \quad (2.16)$$

Reescrevendo (2.16) em função do produto $A_e A_w$, tem-se o parâmetro mínimo necessário para a construção do indutor através da equação (2.4)

$$A_e A_w = \frac{I_{\text{pico}} I_{\text{eficaz}} L}{B_{\max} J_{\max} K_w} \quad (2.4)$$

Como já foi dito anteriormente os fabricantes disponibilizam alguns formatos padrões de núcleo e, por este motivo deve-se selecionar o núcleo com o $A_e A_w$ maior e mais próximo do calculado. De posse da expressão (2.4) já é possível se ter uma primeira estimativa para o tamanho do núcleo a ser utilizado no indutor.

Cálculo do número de espiras e entreferro.

O número de espiras do indutor será determinado a partir da expressão (2.12) e o seu entreferro, fundamental para evitar a saturação do núcleo, pode ser calculado seguindo o procedimento a seguir evidenciado em [4].

Como o número de espiras estão ligados diretamente a indutância, ou seja, a indutância depende diretamente deste e da relutância total do circuito magnético, a equação (2.17) evidencia esta relação.

$$L = \frac{N_L^2}{R_{total}} \quad (2.17)$$

Sabendo que sempre existirá uma oposição à passagem de fluxo (relutância) independentemente da qualidade do material utilizado no núcleo, tem-se:

$$R_{núcleo} = \frac{l_{núcleo}}{\mu_{núcleo} A_e} \quad (2.18)$$

Onde:

$l_{núcleo}$ é o comprimento do caminho magnético;

$\mu_{núcleo}$ é a permeabilidade do núcleo.

Considerando a existência de um entreferro a relutância total do circuito magnético aumentará, aumentando assim a resistência à passagem de fluxo magnético. No caso do entreferro ser o ar, a relutância adicionada pode ser expressa por:

$$R_{entferro} = \frac{l_{entferro}}{\mu_0 A_e} \quad (2.19)$$

Onde:

$l_{entferro}$ é o comprimento do entreferro;

μ_0 é a permeabilidade do ar.

Dessa forma, o entreferro aumenta a relutância total do circuito, diminuindo a indutância.

Considerando a relutância do entreferro muito maior que a relutância do núcleo, a expressão (2.17) pode ser reescrita como:

$$L = \frac{N_L^2}{R_{\text{entreferro}}} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.19) em (2.20) tem-se:

$$i_{\text{entreferro}} = \frac{N_L^2 \mu_0 A_e}{L} \quad (2.21)$$

2.6.1.2. Núcleo do Transformador

No conversor *Push-Pull* a comutação alternada das chaves faz com que a magnetização do transformador ocorra. Quando Q_1 passa a conduzir, a corrente de magnetização flui pelo enrolamento ligado a esta e durante a condução de Q_2 a corrente de desmagnetização passa por Q_2 e consequente pelo enrolamento ligado a esta. Durante o tempo morto, quando as duas chaves estão cortadas, a energia de magnetização permanece constante. Esta corrente de magnetização do núcleo depende da largura de pulso das chaves (T_{on}), no caso de ocorrer assimetria dos tempos de condução, ou seja, tempos de condução diferentes, pode ocorrer saturação do núcleo, devido ocorrer maior corrente de magnetização durante o tempo de condução maior. Por este motivo deve-se ter atenção redobrada para os cálculos do projeto físico do núcleo.

Cálculo de A_e .

Considerando a mesma análise no indutor, tem-se por (2.7), no transformador:

$$E = N_p \frac{d\phi}{dt} = N_p \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.22)$$

Com N_p sendo o número de espiras do enrolamento primário.

Substituindo (2.11) em (2.22), obtém-se:

$$E = N_p \frac{\Delta B}{\Delta t} A_e \quad (2.23)$$

Substituindo (2.1) em (2.23), sabendo que $\Delta T = t_{on}$ e $T_s = 1/f_s$, tem-se:

$$A_e = \frac{ED_{\max}}{N_p \Delta B f_s} \quad (2.24)$$

Com $D_{\max} = 0.5$ e $\Delta B = 2B_{\max}$, em virtude do conversor *Push-Pull* ter seu transformador trabalhando em dois quadrantes da curva $B \times H$.

Cálculo de A_w .

Sabendo que A_p é a área da seção transversal ocupada pelo enrolamento primário, K_w fator de enrolamento igual a 0,4, devido ao material isolante que separa os enrolamentos, K_p como sendo o fator de ocupação da área de janela ocupada por este enrolamento e A_w a área da janela do núcleo. Tem-se:

$$A_p = K_w K_p A_w \quad (2.25)$$

E de (2.15) e (2.25) obtém-se:

$$A_w = \frac{I_{eficaz} N_p}{J_{\max} K_p K_w} \quad (2.26)$$

Onde:

I_{eficaz} é a corrente eficaz de entrada do transformador (dividida entre os seus enrolamentos primários).

Apesar de ter sido encontrada a equação da área da janela do núcleo, esta ainda não está relacionada à potência de entrada e o seu rendimento, a seguir será mostrado à análise para complemento da equação (2.26)

A partir da análise das formas de onda e das etapas de operação, pode-se obter a expressão que representa a corrente média fornecida pela fonte de alimentação CC na entrada do conversor.

O valor médio de uma função, cuja forma de onda da corrente, é calculada pela seguinte equação [1].

$$I_m = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(\phi) \cdot d\phi \quad (2.27)$$

Considerando o intervalo de integração, 0 a t_{on} , a análise das formas de onda e das etapas de operação, pode-se obter a expressão que representa a corrente média fornecida pela fonte de alimentação CC na entrada do conversor.

$$I_E = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} aI_o \cdot dt \quad (2.28)$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$I_E = 2aI_oD \quad (2.29)$$

Logo a corrente de entrada do conversor é dada por:

$$I_{pp} = 2aI_oD \quad (2.30)$$

Seguindo a mesma analogia obtém-se também a corrente eficaz fornecida pela fonte de alimentação de entrada do conversor.

$$I_{pp\text{eficaz}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{t_{on}} (aI_o)^2 dt} \quad (2.31)$$

Resolvendo a integral, obtém-se:

$$I_{pp\text{eficaz}} = aI_o \sqrt{2D} \quad (2.32)$$

Continuando a análise do circuito elétrico e considerando suas não idealidades, tem-se que:

$$P_E = \frac{P_o}{\eta_{cc}} \quad (2.33)$$

Onde η_{cc} é o rendimento estimado para o conversor CC-CC.

Infere-se ainda que:

$$P_E = EI_E \quad (2.34)$$

Com isso:

$$P_{trafo} = EI_{pp} \quad (2.35)$$

A potência do transformador em função do ciclo de trabalho D . Substituindo (2.30) em (2.35), tem-se:

$$P_{trafo} = 2EDaI_o \quad (2.36)$$

Fazendo $P_E = P_{trafo}$ e substituindo (2.33) em (2.36):

$$I_o = \frac{P_0}{2a\eta_{cc}DE} \quad (2.37)$$

Agora se substitui (2.37) em (2.32) para obter-se:

$$I_{pp_{eficaz}} = \frac{P_0}{\eta_{cc}E\sqrt{2D}} \quad (2.38)$$

Substituindo agora (2.38) em (2.26), tem-se:

$$A_w = \frac{N_p P_0}{J_{\max} \eta_{cc} K_p K_w E \sqrt{2D}} \quad (2.39)$$

Por fim para obter-se o produto $A_e A_w$ multiplica-se (2.39) por (2.24) e seguindo a mesma orientação em [11] considera-se um fator de segurança de 20% sobre a corrente devido à magnetização do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{1,2P_0}{f_s J_{\max} \Delta B \eta_{cc} K_p K_w} \sqrt{\frac{D_{\max}}{2}} \quad (2.40)$$

Observa-se que a equação (2.40) difere da equação (2.5) somente do ciclo de trabalho $D_{\max}$ evidenciado e, considerando este igual a 0,5 têm-se equações idênticas exceto pelo fator de segurança adotado na equação (2.40).

A partir do produto $A_e A_w$ o engenheiro projetista consegue ter uma boa noção da estimativa de volume, sendo parâmetro para avaliação de custo, pois a expressão (2.40) fornece o produto $A_e A_w$ mínimo necessário para o núcleo do transformador a ser empregado.

O número de espiras do enrolamento primário pode ser determinado a partir da expressão (2.24) da seguinte forma:

$$N_p = \frac{D_{\max} E}{A_e f_s \Delta B} \quad (2.41)$$

Com o número de espiras dos enrolamentos secundários determinado pela relação de transformação, dada por:

$$N_s = a N_p \quad (2.42)$$

2.6.2. Dimensionamento da Bitola dos Condutores

Sabe-se que, à medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central.

Nos cálculos para dimensionamento de condutores para utilização em altas frequências deve-se levar em conta o efeito pelicular (skin effect), pois este efeito contribui de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser utilizado causando uma redução na área efetiva do condutor [4,11].

Barbi, em *Projeto Físico de Magnéticos*, afirma que o diâmetro máximo do condutor fundamental, referenciando a profundidade de penetração, é calculado como sendo:

$$d_{\max} = \frac{2.7,5}{\sqrt{f}} \quad (2.43)$$

A densidade de corrente admitida no condutor contribui inversamente para o cálculo da bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento [4]. Conforme pode ser verificado na equação (2.44):

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{j_{max}} \quad (2.44)$$

Para evitar o superaquecimento dos fios condutores, que geralmente o diâmetro encontrado em (2.44) do condutor excede o limite imposto por (2.43), é necessário associar condutores em paralelo. O número de condutores pode ser calculado da seguinte maneira:

$$n_{cond.} = \frac{S_{cond.}}{S_{skin}} \quad (2.45)$$

Onde:

S_{skin} é área do condutor fundamental cujo diâmetro é limitado pelo efeito pelicular.

2.6.3. Viabilidade de Execução

A viabilidade de execução visa verificar a possibilidade de execução, ou seja, uma vez determinado o núcleo e os condutores a serem utilizados no projeto dos elementos magnéticos, certificar-se que a capacidade espacial do núcleo escolhido de alocar todos os enrolamentos projetados para ele seja apropriado.

Sendo a área de janela, dada pela equação (2.46), o local para acondicionar todos os enrolamentos determinados no projeto [4].

$$A_{w_{min}} = \frac{\sum_i N_i n_{cond.i} S_{fio.i}}{K_w} \quad (2.46)$$

Onde:

S_{fio} área do condutor fundamental considerando o seu isolamento.

A possibilidade de execução é dada pelo fator de ocupação de janela, definido por:

$$f_{ocup.} = \frac{A_{w_{min}}}{A_{w_{núcleo}}} < 1 \quad (2.47)$$

O fator de ocupação necessita ser menor que a unidade, inferindo que todos os condutores possam ser alocados na janela do carretel escolhido. Caso contrário, devem-se realizar ajustes nos parâmetros de projeto: $B_{\max} J_{\max} n_{\text{cond.}}$. Ou ainda escolher-se outro núcleo [4].

2.6.4. Cálculo de Elevação de Temperatura

Os elementos magnéticos de um conversor, transformador e indutor, dissipam boa parcela da energia processada em forma de calor, devido às não idealidades inerentes a estes.

As perdas envolvidas são, em essência, de duas naturezas distintas: as perdas no cobre (por efeito Joule), e as perdas magnéticas (ou perdas no núcleo). A elevação de temperatura é o principal efeito destas perdas, podendo, caso não sejam levadas em conta no projeto, comprometer o desempenho do componente e até mesmo o funcionamento da estrutura.

As perdas no cobre dos enrolamentos estão diretamente relacionadas à sua resistência, dadas por:

$$R_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{\text{fio}} l_{\text{espira}} N}{n_{\text{condutores}}} \quad (2.48)$$

Enquanto que as perdas Joule podem ser mostradas pela equação abaixo:

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{cobre}} I_{\text{eficaz}}^2 \quad (2.49)$$

De (2.48) e (2.49) tem-se as perdas por efeito Joule nos enrolamentos:

$$P_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{\text{fio}} l_{\text{espira}} N}{n_{\text{condutores}}} I_{\text{ef}}^2 \quad (2.50)$$

Onde:

l_{espira} é o comprimento médio de uma espira;

ρ_{fio} é a resistividade do fio por cm.

De acordo com Barbi, *Projeto Físico de Magnéticos*, as perdas magnéticas são devidas, basicamente, à histerese no núcleo. A equação empírica (2.51) abaixo permite determinar com boa aproximação o valor das perdas no núcleo:

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2,4} \cdot [(k_h \cdot f) + (K_f + f^2)] \cdot V_{núcleo} \quad (2.51)$$

Onde:

k_h é o coeficiente de perdas por histerese;

K_f é o coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$V_{núcleo}$ é o volume do núcleo.

Para os núcleos de ferrite da Thornton, são adotados os valores [4]:

$$k_h = 4 \times 10^{-5}$$

$$K_f = 4 \times 10^{-10}$$

As equações (2.52) e (2.53), apresentada em [4], permite estimar a elevação de temperatura provocada pelas perdas nos elementos magnéticos a partir do valor da resistência térmica do núcleo de ferrite.

$$R_{thnúcleo} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} \quad (2.52)$$

$$\Delta T_{núcleo} = (P_{cobre} + P_{núcleo}) \cdot R_{thnúcleo} \quad (2.53)$$

Um melhor desempenho do núcleo de ferrite é observado a uma temperatura aproximada de 80°C [11].

2.7. Filtro de Saída

O projeto do filtro da saída do conversor visa manter uma tensão constante em seu barramento de saída, considerando que este barramento sofre interferência direta da operação de alta frequência do conversor. Logo se devem calcular os picos de corrente e tensão considerados admissíveis ao projeto do conversor.

A equação (2.54) mostra a corrente no indutor do conversor buck. [2].

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} T_1 \quad (2.54)$$

Fazendo analogia para a configuração do conversor *Push-Pull*, conforme equação (2.1) e (2.2) tem-se:

V_{in} como sendo tensão de entrada aE e V_{out} a tensão de saída $2aED$.

Fazendo ainda $T_1 = T_{on}$.

$$\Delta I_L = \frac{(aE - 2aED)}{Lf_s} D \quad (2.55)$$

A partir de (2.54) fazendo as considerações acima se tem a expressão que determina o valor da ondulação de corrente em função do ciclo de trabalho.

$$\Delta I_L = \frac{aE(1 - 2D)}{Lf_s} D \quad (2.56)$$

Sabe-se que o ciclo de trabalho está relacionado com máxima ondulação de corrente no indutor que é responsável pelas máximas perdas no elemento magnético.

Para determinação do ciclo máximo de trabalho deve-se normalizar (2.56) em função de D [11].

$$\overline{\Delta I_L} = \Delta I_L \frac{f_s L}{aE} = D(1 - 2D) \quad (2.57)$$

Sabe-se que o máximo de uma função é sua derivada igualada a zero e considerando D igual a 0,5. Temos que máxima ondulação de corrente corresponde a uma razão cíclica de 0,25. Conforme Figura 2.12:

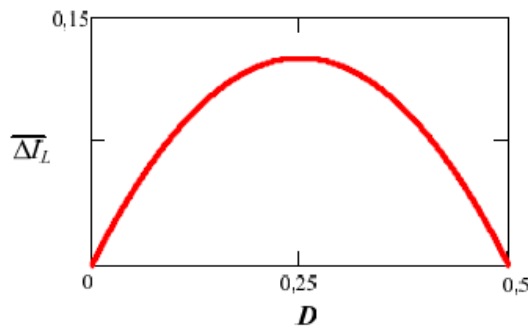


Figura 2.12 – Variação da Ondulação de Corrente Normalizada em Função de D [11].

Encontrado o ciclo máximo de trabalho e substituído em (2.57) tem-se a indutância mínima fazendo uso da equação (2.58).

$$L = \frac{aE}{8 f_s \Delta I_{L_{max}}} \quad (2.58)$$

A seguir faz-se o cálculo da capacitância mínima para manter uma ondulação de tensão mínima possível e que satisfaça as condições operativas do conversor.

Considera-se, portanto que no capacitor circula a componente alternada do indutor considera-se ainda que sua corrente média seja nula, devido esta circular pelo resistor de carga e a forma de onda da ondulação de corrente no capacitor será senoidal [2].

A equação (2.59) mostra a corrente no capacitor do conversor buck [2].

$$i_c(t) = \frac{\Delta I_L}{2} \text{sen}(2\pi \cdot f_s \cdot t) \quad (2.59)$$

Fazendo analogia para a configuração do conversor *Push-Pull*, a partir das formas de ondas, tem-se:

$$i_c(t) = \frac{\Delta I_L}{2} \text{sen}(2\pi \cdot 2 f_s \cdot t) \quad (2.60)$$

Onde:

f_s é a frequência de chaveamento.

Sabe-se que a componente alternada de tensão no capacitor é dada por:

$$V_{ca}(t) = \frac{1}{C} i_c(t) dt \quad (2.61)$$

Integrando a parcela de $i_c(t)$ de (2.61) e substituindo por (2.60), tem-se:

$$V_{ca}(t) = \frac{\Delta I_L}{2C} \int \text{sen}(4\pi \cdot f_s \cdot t) dt \quad (2.62)$$

Resolvendo (2.62), obtém-se:

$$V_{ca}(t) = \frac{\Delta I_L}{8\pi f_s C} \cos(4\pi f_s t) \quad (2.63)$$

Sabendo que:

$$\frac{\Delta V_c}{4} = \frac{\Delta I_L}{8\pi f_s C} \quad (2.64)$$

Tem-se:

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s C} \quad (2.65)$$

Onde $\Delta V_c = 2V_{ca}$, devido à característica do conversor *Push-Pull* e, representa a ondulação de tensão no capacitor de saída do filtro do conversor, cujo valor é o dobro da amplitude da componente alternada desta tensão [11].

Reescrevendo (2.65) em função da capacitância tem-se a equação que fornece um dado valor de ondulação de tensão na saída do conversor.

$$C = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s \Delta V_c} \quad (2.66)$$

Para encontrar a capacitância mínima de projeto substitui-se (2.58) em (2.66), dada por:

$$C = \frac{aE}{32\pi f_s^2 L \Delta V_c} \quad (2.67)$$

Contudo considerando as não idealidades dos componentes eletrônicos, deve-se ter cuidado ao dimensionar o capacitor em virtude das resistências parasitas.

Barbi, *Fontes Chaveadas*, afirma que a componente alternada da corrente através do indutor é em sua totalidade desviada para o capacitor de filtro e que a resistência série equivalente no capacitor é em geral predominante e pode ser considerada como única responsável pela ondulação de tensão carga. Tem-se que:

$$\Delta V_c = R_{SE} \cdot \Delta I_L \quad (2.68)$$

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.69)$$

A partir de (2.68) pode-se inferir que o valor máximo permitido de resistência interna no capacitor de saída para que se garanta uma determinada ondulação máxima de tensão no barramento dado por (2.69).

Além da capacidade de condução devem-se levar em consideração os critérios apontados em (2.67) e (2.69).

2.8. Esforços dos Componentes do Conversor *Push-Pull*

O projeto de um conversor está amparado no correto dimensionamento dos componentes eletrônicos, estes por sua vez necessitam da correta análise dos esforços ao qual estarão submetidos no conversor.

A partir de agora será realizado o estudo dos principais esforços de tensão e corrente:

- Esforços de tensão sobre os semicondutores do conversor;
- Esforços de corrente através dos diodos retificadores do conversor;
- Esforços de corrente através dos interruptores;

- Perdas nos semicondutores do conversor;
- Esforços de corrente nos elementos magnéticos;
- Esforço por circulação de corrente no capacitor de saída do conversor.

A metodologia apresentada a seguir é explanada em [11] e adequada ao projeto do conversor deste trabalho.

2.8.1. Esforços de Tensão Sobre os Semicondutores do Conversor

Os dispositivos semicondutores, chaves e diodos, possui sua tensão direta máxima aplicada sobre cada um dos interruptores e a tensão máxima reversa respectivamente são dadas por:

$$V_{Q_{\max}} = 2E \quad (2.70)$$

$$V_{D_{\max}} = aE \quad (2.71)$$

2.8.2. Esforços de Corrente nos Diodos Retificadores do Conversor

A partir da corrente de pico no indutor (2.72) podem-se determinar todos os principais esforços de corrente do conversor.

$$I_{0_{\text{pico}}} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.72)$$

Através de cada diodo do retificador de ponto médio circula uma corrente média equivalente à metade da corrente de carga (2.73). Enquanto que a corrente máxima a circular por estes componentes é a própria corrente de pico no indutor do filtro (2.74).

$$I_{D_{md}} = \frac{I_0}{2} \quad (2.73)$$

$$I_{D_{\max}} = I_{0_{\text{pico}}} \quad (2.74)$$

2.8.3. Esforços de Corrente Através dos Interruptores

A partir da definição de valor eficaz (2.75), tem-se a máxima corrente eficaz de cada interruptor desprezado a corrente de ondulação, por simplificação, dada por (2.76):

$$I_{Q_{\text{eficaz}}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (aI_0)^2 dt} \quad (2.75)$$

Resolvendo (2.75), tem-se:

$$I_{Q_{eficaz}} = aI_0 \sqrt{D_{max}} \quad (2.76)$$

Onde:

D_{max} é a razão cíclica máxima permitida na operação do conversor.

Enquanto que a máxima corrente a atravessar cada um dos interruptores é expressa por:

$$I_{Q_{max}} = aI_{pico} \quad (2.77)$$

2.8.4. Perdas nos Semicondutores do Conversor

De modo geral as perdas nos semicondutores podem ser consideradas, basicamente, de duas formas distintas: perdas por condução e perdas por comutação.

No MOSFET a perda por condução depende da resistência de condução $R_{DS_{on}}$, que pode ser obtida da folha de dados do fabricante, da corrente I_{DS} que passa pelos terminais D e S da chave e do ciclo de trabalho D, conforme a seguinte equação:

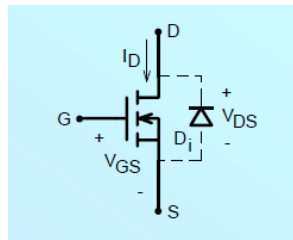


Figura 2.13 – MOSFET [10].

$$P_{Q_{on}} = R_{DS_{on}} \cdot I_{DS}^2 \quad (2.78)$$

A perda por chaveamento está associada ao tempo em que a corrente e a tensão sobre o MOSFET transitam para ligado ou desligado. O cálculo das perdas por chaveamento está diretamente ligado às capacitâncias parasitas do MOSFET.

$$P_{Q_{com}} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) E I_{Q_{max}} \quad (2.79)$$

t_r é o tempo de entrada em condução;

t_f é o tempo de bloqueio.

As perdas totais no MOSFET equivalem à somatória das perdas apontadas em (2.78) e (2.79).

$$P_Q = P_{Q_{on}} + P_{Q_{com}} \quad (2.80)$$

Na entrada em condução, polarização direta, os diodos necessitam de um nível mínimo de tensão, provocando o aquecimento e consequentemente as perdas por condução.

$$P_{D_{cond}} = D + I_{D_{md}} \quad (2.81)$$

Onde:

$I_{D_{md}}$ é a corrente direta média no diodo.

O efeito da corrente de recuperação reversa, ocorrida durante o bloqueio, propicia o aparecimento das perdas por comutação do diodo.

$$P_{D_{on}} = \frac{f_s}{2} V_D I_{rr} t_{rr} \quad (2.82)$$

Onde:

I_{rr} é a corrente de recuperação reversa máxima do componente;

t_{rr} é o tempo de recuperação do diodo;

V_D é a tensão reversa sobre o semicondutor.

As perdas totais no diodo são dadas pela soma de suas perdas por condução e suas perdas por comutação.

$$P_D = P_{D_{on}} + P_{D_{com}} \quad (2.83)$$

2.8.5. Esforços de Corrente nos Elementos Magnéticos

Analogamente aos interruptores comandados a corrente em cada um dos enrolamentos primários, é a mesma corrente que circula através dos seus interruptores e o seu valor eficaz é apresentado em (2.76).

Já nos enrolamentos secundários, conectados em série, a corrente eficaz inferida por meio de indução eletromagnética oriunda dos enrolamentos primários, ora em fase, ora em contra-fase, pode ser determinada resolvendo (2.84) [11].

$$I_{\text{sec}_{\text{eficaz}}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{t_{on}} (I_0)^2 dt} \quad (2.84)$$

$$I_{\text{sec}_{\text{eficaz}}} = I_0 \sqrt{2D_{\text{max}}} \quad (2.85)$$

Desprezando a pequena ondulação de corrente no indutor, pode-se considerar sua corrente eficaz igual ao seu valor médio, ou seja, a própria corrente de carga [11].

3. PROJETO CONSTRUTIVO DO CONVERSOR *PUSH PULL*

3.1. Introdução

A eletrônica de potência certamente tem experimentado um dos maiores desenvolvimentos nos últimos 20 anos. O surgimento de componentes que comutam em altas velocidades permite a construção de conversores que utilizam frequências cada vez maiores, propiciando redução de peso e volume. Essas características são altamente desejáveis, já que os equipamentos eletrônicos atuais possuem alto índice de compactação devido ao uso de circuitos integrados dedicados. O tamanho final do conversor é diretamente dependente do tamanho dos componentes magnéticos e dos capacitores, por isso sua otimização é fundamental para conseguirmos baixo volume. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor será o tamanho do transformador e indutor, considerando que está sendo usado um núcleo com baixas perdas em alta frequência.

Sabendo da importância em otimizar os componentes do conversor e a partir das especificações estudadas no capítulo anterior, lançar-se-á mão da metodologia apresentada anteriormente, para determinar os parâmetros mais importantes e especificações de todos os componentes do circuito.

Os procedimentos de projeto para o conversor *Push-Pull*, cuja potência esperada é de 300W RMS, com tensão de entrada de 12V e tensão de saída 120V para carga de 48Ω , frequência de chaveamento de 20kHz e frequência de corte de 1kHz, 20 vezes menor do que a frequência de chaveamento e suficientemente maior do que a fundamental de 60Hz, serão apresentados neste capítulo.

A partir das especificações de projeto apresentadas a seguir, serão abordados os esforços dos componentes, a determinação dos semicondutores, grampeadores de tensão, do filtro de saída e determinação dos elementos magnéticos. Todos os demais parâmetros e metodologia utilizada para determinação dos componentes serão abordados individualmente ao longo deste capítulo.

3.2. Especificações de Projeto

O projeto do conversor CC-CC se dará a partir das especificações mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações de Projeto	
Tensão nominal de entrada (E)	12V
Variação da tensão de entrada (ΔE)	$10V \leq E \leq 15V$
Tensão de saída (V_o)	120V
Potência de saída (P_o)	300W
Frequência de operação (f_s)	20kHz
Ondulação de alta frequência na saída (ΔV_c)	0,5%
Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)	40%
Ciclo de trabalho nominal (D)	0,4
Rendimento (η)	85%

Realizado o equacionamento do conversor no capítulo anterior e tendo em mãos os parâmetros de projeto, define-se agora o tipo de chave a ser usada, pois é fundamental para um bom funcionamento e rendimento. Dentre os semicondutores de potência existentes no mercado, destaca-se o MOSFET e o IGBT. Neste trabalho foi escolhido o MOSFET para chave, pois ele é capaz de trabalhar com frequência bem maior que a do IGBT, e isso implica em algumas vantagens, tais como:

- Menor conteúdo harmônico gerado pelo conversor;
- Especificação de um indutor de alisamento menor;
- Redução das perdas por calor.

Um dos parâmetros relacionados ao custo do MOSFET é a potência que ele é capaz de dissipar, e quanto maior for essa potência, maior será seu custo. Quando o MOSFET passa a operar dissipando uma potência bem maior que a sua potência nominal, resulta em uma considerável redução em sua vida útil. Portanto, o cálculo adequado dessa potência justifica-se na escolha apropriada da chave para o conversor, bem como do seu dissipador de calor, quando necessário.

Seguindo as orientações das especificações de projeto inicia-se a fase de cálculo a partir das equações do capítulo anterior.

3.2.1. Cálculo dos Esforços

A determinação dos esforços nos componentes do conversor é essencial para a correta escolha dos tipos de chaves e diodos. Para garantir que a tensão de saída obedeça à especificação de projeto $E_0 = 120V$ determina-se primeiramente a relação de espiras do transformador. Mostrada na equação (3.1) extraída a partir da equação (2.2).

$$a = \frac{V_0 + 2D_{nom}V_d}{2D_{nom}E} = 12,56 \quad (3.1)$$

Tem-se ainda a corrente de carga (3.2) e a ondulação máxima em alta frequência da tensão de barramento (3.3). Dadas por:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 2,5A \quad (3.2)$$

$$\Delta V_C = 0,005.V_0 = 0,6V \quad (3.3)$$

A partir da relação de espiras, a corrente de carga e a ondulação máxima em alta frequência da tensão no barramento estratificam-se agora os esforços no indutor, nos MOSFET, diodos, nos enrolamentos primário e secundário e capacitor do conversor.

Esforços no indutor.

Ondulação máxima de corrente no indutor:

$$\Delta I_L = D_{nom}I_0 = 1,0A \quad (3.4)$$

Corrente de pico no indutor:

$$I_{0_{pico}} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} = 3,0A \quad (3.5)$$

Correntes média e eficaz através do indutor:

$$I_{L_{ef}} = I_{L_{md}} = I_0 = 2,5A \quad (3.6)$$

Esforços nas chaves MOSFET.

Tensão direta máxima sobre os MOSFET:

$$V_{Q_{\max}} = 2E_{\max} = 30V \quad (3.7)$$

Corrente máxima nos MOSFET:

$$I_{Q_{\max}} = aI_{0\text{ pico}} = 37,67A \quad (3.8)$$

Corrente eficaz nos MOSFET:

$$I_{Q_{\text{eficaz}}} = aI_0 \sqrt{D_{\max}} = 22,20A \quad (3.9)$$

Esforços nos diodos.

Tensão reversa máxima sobre os diodos:

$$V_{D_{\max}} = aE_{\max} = 188,37V \quad (3.10)$$

Corrente média nos diodos:

$$I_{D_{md}} = \frac{I_0}{2} = 1,25A \quad (3.11)$$

Corrente de pico nos diodos:

$$I_{D_{\max}} = I_{0\text{ pico}} = 3,9A \quad (3.12)$$

Esforços nos enrolamentos primário e secundário.

Corrente eficaz nos enrolamentos primários:

$$I_{pri_{\text{eficaz}}} = I_{Q_{\text{eficaz}}} = aI_0 \sqrt{D_{\max}} = 22,20A \quad (3.13)$$

Corrente eficaz nos enrolamentos secundários:

$$I_{sec_{\text{eficaz}}} = I_0 \sqrt{2D_{\max}} = 2,5A \quad (3.14)$$

Esforços no capacitor.

Corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{C_{\text{eficaz}}} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{2}} = 0,35A \quad (3.15)$$

3.2.2. Determinação dos Semicondutores MOSFET e Diodos

A correta determinação dos semicondutores de conversores de alta frequência está relacionada diretamente com a vida útil destes componentes e as perdas envolvidas no mesmo. Chaves subdimensionadas implicam em operação com sobre temperatura e consequente queima precoce. Já os diodos devem ser empregados os tipos com recuperação rápida por se tratar das altas frequências de chaveamento. A partir destas considerações e dos cálculos realizados anteriormente faz-se a correta escolha dos semicondutores.

3.2.2.1. Especificação do MOSFET

A partir dos cálculos anteriores podem-se dimensionar as chaves semicondutoras do conversor, considerando a característica dos conversores *Push-Pull* e confirmadas na equação (3.7) as chaves devem suportar o dobro da tensão de entrada. A corrente eficaz do primário mostrada na equação (3,9), desta forma a chave deve ser capaz de conduzir essa corrente. Conforme estratificação acima de tensão e corrente das chaves decidiu-se pela chave IRFZ48N.

Tabela 3.2 – Especificações do MOSFET

Tensão direta (V_{DSS})	55V
Resistência de condução (R_{DSon})	14m Ω
Corrente (I_{DS})	64A

3.2.2.2. Especificação dos diodos

Sabendo que a tensão máxima reversa e a corrente de pico, mostradas nas equações (3.10) e (3.12) respectivamente, podem-se determinar através de catálogos os diodos do projeto.

Tabela 3.3 – Especificações dos diodos

Tensão reversa (V_{Dmax})	400V
Corrente de pico (I_{Dmax})	8A

3.2.3. Determinação do Circuito Snubber

Os Snubbers, conhecidos como circuitos grampeadores de tensão, são utilizados para amortecer as oscilações de alta frequência, absorvendo a energia dissipada, geradas durante a comutação dos semicondutores de potência, devido às suas indutâncias parasitas e capacitâncias intrínsecas. Tais indutâncias e capacitâncias são provenientes da confecção dos elementos magnéticos e das trilhas e fios do circuito do conversor. Os Snubbers também são utilizados para proteger os semicondutores de níveis de tensão destrutivos. Dessa forma, resultando em maior confiabilidade, maior eficiência, menor peso e volume, e menor interferência eletromagnética. Considerando as não idealidades dos componentes do conversor dificultando a análise matemática dos fenômenos envolvidos, será adotada a metodologia apresentada em [13] e posteriormente realizado ajustes dos componentes do Snubber durante a etapa de simulação do projeto, caso seja necessário.

A seguir será mostrado o funcionamento do circuito Snubber. A Figura 3.1 mostra um circuito de fonte chaveada de alta frequência.

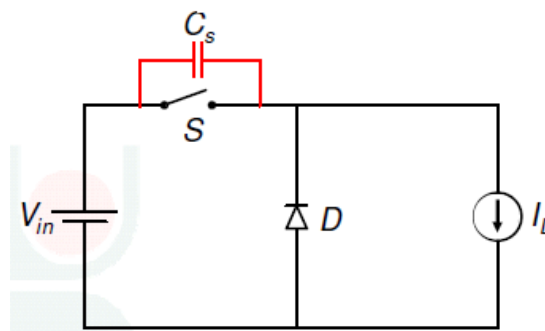


Figura 3.1 – Fonte Chaveada com Capacitor.

A função do capacitor C_s em paralelo com o interruptor é absorver a energia armazenada em reatâncias e capacitâncias parasitas e para controlar a taxa de variação de tensão sobre o interruptor durante o bloqueio. No bloqueio do interruptor S , a corrente I_L é inicialmente desviada para o capacitor C_s e devido à carga do capacitor, a taxa de variação de tensão sobre o interruptor é controlada. Contudo, a energia armazenada no capacitor é descarregada instantaneamente no interruptor na sua entrada em condução, resultando em um pico de corrente.

Para aperfeiçoar o circuito corrigindo o problema do pico de corrente e dissipar a energia acumulada no capacitor insere-se um resistor em série com o capacitor, conforme Figura 3.2.

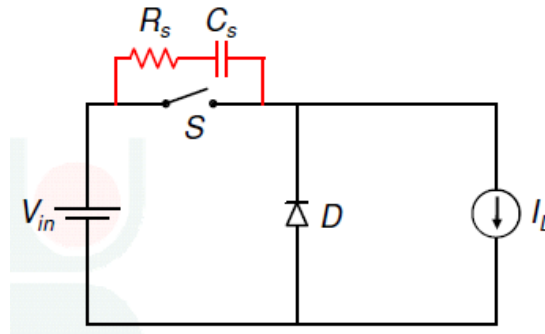


Figura 3.2 – Fonte Chaveada com Resistor e Capacitor.

Entretanto, a resistência dissipa energia tanto na entrada em condução quanto no bloqueio. Novamente aperfeiçoando o circuito e corrigindo o problema da dissipação na condução da chave insere-se um diodo. A inclusão do diodo D_s torna o bloqueio do interruptor S dependente somente do capacitor C_s . Finalizando com a descarga do capacitor C_s através do resistor R_s e do interruptor S . Conforme a Figura 3.3.

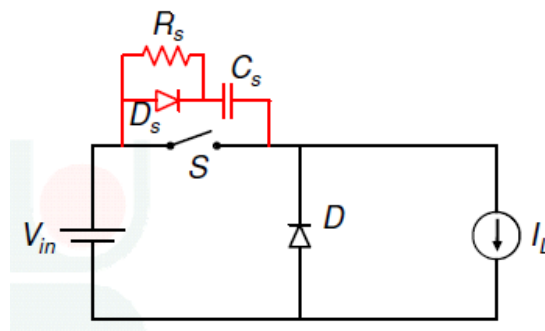


Figura 3.3 – Fonte Chaveada com Resistor, Capacitor e Diodo.

3.2.3.1. Especificação do Circuito Snubber do Primário

Por se tratar de um circuito de baixa potência e dissipativo foi adotada uma potência dissipada de referência de 1W. Sabe-se que a tensão no resistor é o dobro da tensão de entrada da fonte. De posse da potência e tensão calcula-se a resistência.

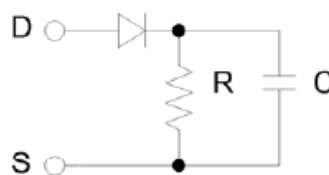


Figura 3.4 – Circuito Snubber [13].

$$R_p = \frac{E^2}{P_{Dissip.}} = 576\Omega \quad (3.16)$$

Para o capacitor deve-se dimensionar para uma queda de 90% de sua tensão [13], considerando a frequência de chaveamento de 20kHz e devido as não idealidades do circuito foi adotando o resistor igual a 1200Ω, assim:

$$C_p = \frac{-t}{R_p \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)} = 395,47nF \quad (3.17)$$

Foi adotado um capacitor de 500nF e o diodo UF4004.

Tabela 3.4 – Especificações dos diodos dos Snubbers

Tensão reversa (V_{Dmax})	400V
Corrente de pico (I_{Dmax})	1A

3.2.3.2. Especificação do Circuito Snubber do Secundário

Adotando os mesmos procedimentos para o cálculo do Snubber do primário calcula-se para o secundário, considerando, agora, a tensão de saída de 120V e resistor de 100kΩ. Têm-se:

$$R_s = \frac{V_0^2}{P_{Dissip.}} = 57,6k\Omega \quad (3.18)$$

$$C_s = \frac{-t}{R_s \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)} = 4,75nF \quad (3.19)$$

Foi adotado um capacitor de 5,5nF e o diodo UF4004.

Tabela 3.5 – Especificações dos diodos dos Snubbers

Tensão reversa (V_{Dmax})	400V
Corrente de pico (I_{Dmax})	1A

3.2.4. Cálculo do Filtro de Saída

O projeto do filtro da saída do conversor visa manter uma tensão constante em seu barramento de saída, considerando que este barramento sofre interferência direta da operação de alta frequência do conversor.

De posse da ondulação máxima de corrente e os demais parâmetros já conhecidos da equação (2.58) pode-se calcular a indutância mínima do filtro.

$$L = \frac{aE}{8f_s \Delta I_{L_{\max}}} = 1,18mH \quad (3.20)$$

Considerando as não idealidades dos componentes eletrônicos, deve-se ter cuidado ao dimensionar o capacitor em virtude das resistências parasitas. Devem-se seguir os três critérios já mencionados: capacitância mínima, equação (2.67), máxima resistência série equivalente, equação (2.69) e a capacidade de condução de corrente, equação (3.15).

$$C = \frac{aE}{32\pi f_s^2 L \Delta V_c} = 5,29\mu F \quad (3.21)$$

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} = 0,6\Omega \quad (3.22)$$

Por fim, através de catálogos de fabricantes define-se o valor do capacitor levando em consideração os parâmetros acima.

C _R 100 Hz 20 °C μF	Case dimensions d × l mm	ESR _{typ} 100 Hz 20 °C mΩ	Z _{max} 10 kHz 20 °C mΩ	I _{AC,max} 100 Hz 40 °C A	I _{AC,R} 100 Hz 85 °C A	I _{AC,R(B)} 100 Hz 85 °C A	Ordering code (composition see below)
V _R = 500 V DC							
820	51.6 × 80.7	120	144	12	4.6	9.1	B435*4B6827M0##
1200	51.6 × 105.7	88	106	16	6.0	10.5	B435*4B6128M0##
1800	64.3 × 105.7	59	71	21	7.9	13.9	B435*4B6188M0##
2700	76.9 × 105.7	36	43	30	11.2	21.6	B435*4A6278M0##
3900	76.9 × 143.2	28	34	37	14.2	24.5	B435*4A6398M0##
4700	91.0 × 144.5	23	28	43	16.3	27.4	B435*4B6478M0##

Figura 3.5 – Características Técnicas do Capacitor.

Ficando o valor de indutância e capacitância definidas na equação (3.23).

$$\begin{aligned} L &= 1,5mH \\ C &= 820\mu F \end{aligned} \quad (3.23)$$

3.2.5. Cálculo dos Elementos Magnéticos

O núcleo é o componente fundamental no projeto do conversor, pois, é através dele que se permite o caminho adequado ao fluxo magnético. Nos conversores de alta frequência recomenda-se o núcleo de ferrite por apresentarem menores perdas por histerese e consequentemente menores temperaturas quando comparados com o núcleo de ferro-silício.

O projeto ou avaliação dos componentes magnéticos do conversor são demorados e trabalhosos. Muitos especialistas utilizam-se da técnica de tentativa e erro, tradicionalmente realizando compensações e a otimização do projeto. Desde 1927, os fabricantes atribuíram códigos numéricos de seus núcleos. Estes códigos representam a capacidade de transferência de potência. O método atribui um número a cada núcleo, o qual é o produto de sua área de janela (A_w) e a área da seção reta transversal do núcleo (A_e) [8].

3.2.5.1. Cálculo do Núcleo do Indutor

Determinado o núcleo de ferrite para os elementos magnéticos e sabendo que este possui baixa densidade de fluxo (B_{max}) de saturação em torno de 0,3T. E o valor de densidade de corrente (J_{max}), que indica a capacidade de corrente por unidade de área, que depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, usualmente utiliza-se 450A/cm². Considerando ainda a geometria circular dos fios, os enrolamentos ocupam apenas determinada área da janela disponível. Desta forma define-se a constante K_w , denominada, fator de ocupação do cobre, com valor usual de 0,7 [4].

Adotando os valores da Tabela 3.6 e substituindo em (2.4) tem-se o produto $A_e A_w$ (3.24) e deve-se escolher o núcleo maior e mais próximo do valor encontrado.

Tabela 3.6 – Parâmetros do Indutor

Densidade de fluxo (B_{max})	0,3T
Densidade de corrente (J_{max})	390A/cm ²
Fator de ocupação (K_w)	0,7

$$A_e A_w = \frac{I_{pico} I_{eficaz} L}{B_{max} J_{max} K_w} \cdot 10^4 = 1,37 \text{ cm}^4 \quad (3.24)$$

Neste caso optou-se pelo núcleo EE 42/21/15. Sabendo que a área da seção reta transversal do núcleo A_e , para este núcleo equivale a $1,81\text{cm}^2$ calcula-se o número de espiras do indutor usando a equação (2.12)

$$N_L = \frac{I_{pico} L}{B_{max} A_e} \cong 83 \quad (3.25)$$

A partir da equação (2.43) têm-se o diâmetro máximo do condutor. Em seguida calcula-se a bitola do fio, equação (2.44), sendo que esta não pode ter diâmetro maior que o especificado em (3.26)

$$d_{max} = \frac{2,7,5}{\sqrt{f}} = 0,106\text{cm} \quad (3.26)$$

$$S_{condutor} = \frac{I_{eficaz}}{j_{max}} = 0,0064\text{cm}^2 \quad (3.27)$$

O diâmetro encontrado em tabela de condutores para a área calculada é de $0,081\text{cm}$, portanto menor que $0,106\text{cm}$, atendendo o critério mencionado acima. O fio correspondente é o 20AWG.

Sendo a área de janela, dada pela equação (2.46), o local para acondicionar todos os enrolamentos determinados no projeto [4].

$$A_{wmin} = \frac{N \cdot n_{cond} \cdot S_{fio}}{K_w} = 1,35\text{cm}^2 \quad (3.28)$$

S_{fio} é a área do condutor fundamental considerando o seu isolamento.

A possibilidade de execução é definido por:

$$f_{ocup.} = \frac{A_{wmin}}{K_{wnúcleo}} < 1 \Leftrightarrow f_{ocup.} = 0,86 < 1 \quad (3.29)$$

O fator de ocupação necessita ser menor que a unidade, inferindo que todos os condutores possam ser alocados na janela do carretel escolhido. O cálculo do entreferro é determinado a partir da equação (2.21).

$$i_{entreferro} = \frac{N_L^2 \mu_0 A_e}{L} = 10,44\text{mm} \quad (3.30)$$

Tabela 3.7 – Especificações do Indutor

Núcleo de ferrite tipo EE	42/21/15
Número de espiras	83
Entreferro	10,44mm
Condutor do enrolamento	1 x 20 AWG

Apesar da metodologia clássica de tentativa e erro ser pessimista ainda é bastante usual, considera-se adequado os parâmetros do projeto demonstrado acima. No capítulo seguinte serão realizadas simulações no PSIM para validação do projeto.

3.2.5.2. Cálculo do Núcleo do Transformador

Sabendo da possibilidade de ocorrer assimetria dos tempos de condução, ou seja, tempos de condução diferentes, pode ocorrer saturação do núcleo, devido ocorrer maior corrente de magnetização durante o tempo de condução maior. Por este motivo deve-se ter atenção redobrada para os cálculos do projeto físico do núcleo. Adota-se então a densidade máxima de fluxo no transformador num valor abaixo da máxima densidade suportada pelo núcleo de ferrite.

Mello, *Projetos de Fontes chaveadas*, 2011, fornece valores usuais do fator de ocupação da área da janela e dos enrolamentos K_w e K_p respectivamente. Já as densidades máximas de corrente nos enrolamentos primário e secundário serão especificadas para atender a viabilidade de execução do projeto. A Tabela 3.8 apresenta os parâmetros do projeto.

Tabela 3.8 – Parâmetros do Transformador

Densidade de fluxo (B_{max})	0,22T
Densidade de corrente no primário (J_p)	310A/cm ²
Densidade de corrente no secundário (J_s)	360A/cm ²
Fator de ocupação da área da janela (K_w)	0,40
Fator de ocupação do enrolamento primário (K_p)	0,40

Adotando os valores da Tabela 3.8 e substituindo em (2.40) tem-se o produto $A_e A_w$ (3.31) e deve-se escolher o núcleo maior e mais próximo do valor encontrado.

$$A_e A_w = \frac{1,2P_0}{f_s J_{\max} \Delta B \eta_{cc} K_p K_w} \sqrt{\frac{D_{\max}}{2}} = 8,35 \text{ cm}^4 \quad (3.31)$$

O núcleo recomendado é o EE 55/28/21. Sabendo que a área da seção reta transversal do núcleo A_e , para este núcleo equivale a $3,54 \text{ cm}^2$. A partir da equação (2.41) calcula-se o número de espiras do transformador, apresentado em (3.32).

$$N_p = \frac{D_{\max} E}{A_e f_s \Delta B} = 2 \quad (3.32)$$

A partir da equação (2.43) têm-se o diâmetro máximo do condutor. Em seguida calcula-se a bitola do fio, equação (2.44), sendo que esta não pode ter diâmetro maior que o especificado em (3.33)

$$d_{\max} = \frac{2,7,5}{\sqrt{f}} = 0,106 \text{ cm} \quad (3.33)$$

$$S_{\text{condutor}} = \frac{I_{\text{eficaz}}}{j_{\max}} = 0,0716 \text{ cm}^2 \quad (3.34)$$

A área do condutor referenciado em (3.34) sofreria com o efeito pelicular, por apresentar diâmetro maior que $0,106 \text{ cm}$, causando danos ao transformador. Neste caso podem-se usar condutores em paralelo.

O número de condutores pode ser determinado usando a equação (2.45) e apresentado em (3.35). O fio escolhido é o 18AWG.

$$n_{\text{cond.}} = \frac{S_{\text{cond.}}}{S_{\text{skin}}} \cong 10 \quad (3.35)$$

Sendo a área de janela, dada pela equação (2.46), o local para acondicionar todos os enrolamentos determinados no projeto [4].

$$A_{w_{\min}} = \frac{N \cdot n_{\text{cond.}} \cdot S_{\text{fio}}}{K_w} = 0,898 \text{ cm}^2 \quad (3.36)$$

S_{fio} é a área do condutor fundamental considerando o seu isolamento.

A possibilidade de execução é dada pelo fator de ocupação de janela, definido por:

$$f_{ocup.} = \frac{A_{w_{min}}}{K_{w_{núcleo}}} < 1 \Leftrightarrow f_{ocup.} = 0,36 < 1 \quad (3.37)$$

O fator de ocupação necessita ser menor que a unidade, inferindo que todos os condutores possam ser alocados na janela do carretel escolhido.

Realizando a mesma analogia de cálculos para o secundário, chega-se a mesma bitola de fio 18AWG, porém com apenas um condutor.

Tabela 3.9 – Especificações do Transformador

Núcleo de ferrite tipo EE	55/28/21
Número de espiras do primário	2
Número de espiras do secundário	25
Condutor do enrolamento primário	10 x 18AWG
Condutor do enrolamento secundário	1 x 18 AWG

3.3. Conclusão

Por se tratar da topologia clássica do conversor *Push-Pull*, optou-se por uma baixa potência, caso contrário à complexidade do projeto, tamanho, peso e custo aumentariam significativamente. A partir da especificação de projeto determinaram-se os principais esforços que o conversor estará submetido. De posse desses resultados foram apresentados os componentes do conversor.

Neste trabalho foram apresentados os cálculos dos Snubbers, porém estes estão passivos de alterações durante a etapa de simulação do projeto, visando encontrar o melhor ponto de funcionamento do projeto proposto.

Os cálculos dos elementos magnéticos solicitaram boa parcela de tempo neste projeto, pois a metodologia aplicada em busca do núcleo adequado para atender o conversor é bastante rudimentar.

No próximo capítulo realizar-se-á as simulações para ajustes dos circuitos grampeadores de tensão e validação do projeto.

4. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *PUSH PULL* NO PSIM

4.1. Introdução

Concluída a etapa de projeto do conversor será realizada neste capítulo a simulação em malha aberta para validação e verificação do funcionamento do conversor. Realizam-se simulações com a tensão nominal do conversor com carga resistiva. Mostram-se as principais formas de onda evidenciando as amplitudes de tensão e corrente nos componentes para comprovação do correto funcionamento do conversor projetado.

O conversor foi simulado com o PSIM™. Este software é largamente usado na simulação de circuitos eletrônicos de potência devido à sua simplicidade, mas também por representar os principais fenômenos associados aos modelos dos componentes.

Na simulação procurou-se implementar o transformador com todas as grandezas envolvidas num transformador real, com o objetivo de se aproximar ao máximo do circuito prático. Na Figura 4.2 estão representados os valores usados para os parâmetros do transformador. Estes valores foram escolhidos para serem os mais próximos possíveis da realidade.

O esquemático da Figura 4.5 representa o circuito completo do conversor implementado no PSIM™, em conjunto com o comando dos transistores do conversor. Um sistema constituído por um *flip-flop* tipo D e duas portas lógicas AND permitem implementar o esquema de controle, em que os dois transistores do conversor são postos a conduzir alternadamente, respeitando a não ocorrência de assimetria e principalmente condução simultânea.

Os grampeadores de tensão são um caso particular deste projeto, pois várias literaturas apontam formas diferentes de cálculo, outras se apoiam em simulações para determinar tais circuitos, considerando as não idealidades do conversor. Neste trabalho foram apresentados os cálculos dos Snubbers, porém estes estão passivos de alterações durante a etapa de simulação do projeto, visando encontrar o melhor ponto de funcionamento do projeto proposto.

4.2. Parâmetros do Transformador

O transformador presente no conversor *Push-Pull*, já mencionado anteriormente possui quatro enrolamentos: dois no primário e outros dois no secundário, ambos com ponto médio acessível. Em cada instante do período de comutação, apenas metade do transformador está transferindo potência ao circuito, associando assim um enrolamento a cada elemento de comutação quer no primário quer no secundário. Desta forma é possível a excitação bidirecional do núcleo, ou seja, as partes positivas (quadrante 1) e negativas (quadrante 3) da curva **B-H** são usadas alternadamente. Os dois enrolamentos do primário são considerados iguais, bem como os do secundário. A indutância de magnetização usada na simulação foi de 5mH, um valor relativamente usual em transformadores reais.

Na Figura 4.1 consideramos o transformador e suas não idealidades. Já Figura 4.2 tem-se a configuração implementada no PSIM™ para realizar a simulação.

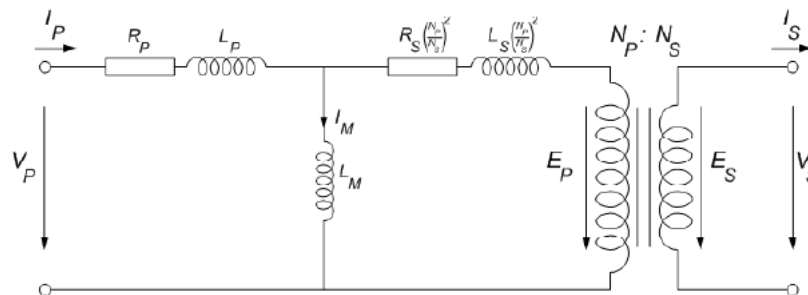


Figura 4.1 – Modelo do Transformador Implementado no PSIM [12].

Parameters			Other Info	Color
4-winding transformer				
Name	T_41	Display		
Rp_1 (primary 1)	15e-3	Display		
Rp_2 (primary 2)	15e-3	Display		
Rs_1 (secondary 1)	6.4e-4	Display		
Rs_2 (secondary 2)	6.4e-4	Display		
Lp_1 (pri. 1 leakage)	100e-9	Display		
Lp_2 (pri. 2 leakage)	100e-9	Display		
Ls_1 (sec. 1 leakage)	6.4e-9	Display		
Ls_2 (sec. 2 leakage)	6.4e-9	Display		
Lm (magnetizing)	5e-3	Display		
Np_1 (primary 1)	2	Display		
Np_2 (primary 2)	2	Display		
Ns_1 (secondary 1)	12.5	Display		
Ns_2 (secondary 2)	12.5	Display		

Figura 4.2 – Parametrização do Transformador no PSIM.

4.3. Simulação do Conversor em Malha Aberta

Na introdução deste capítulo fez-se referência ao circuito de geração de pulsos PWM, que é o controle de comutação das chaves. Um sistema constituído por um *flip-flop* tipo D e duas portas lógicas AND permitem implementar o esquema de controle, Figura 4.3, em que os dois transistores do conversor são postos a conduzir alternadamente, respeitando a não ocorrência de assimetria e principalmente condução simultânea.

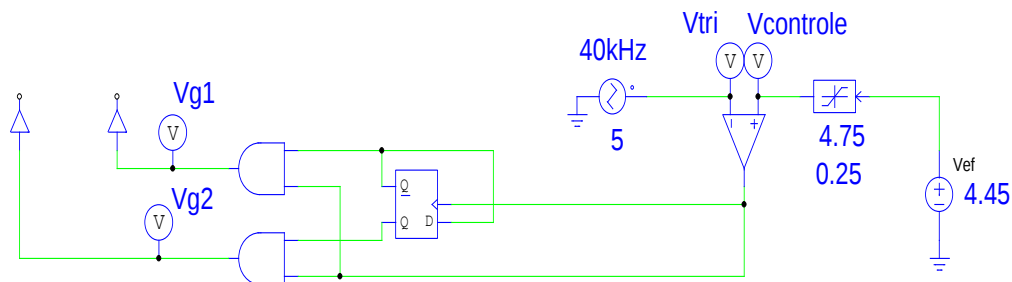


Figura 4.3 – Circuito de Controle no PSIM.

Neste circuito de controle a tensão de entrada, V_{ef} , é comparada com uma portadora de onda triangular. A frequência dessa portadora é dupla da frequência que é escolhida para comutação dos transistores. Portanto, devido a frequência de comutação do projeto ser de 20kHz a portadora terá de ter 40kHz para gerar os sinais de PWM corretamente. Na Figura 4.4 mostra-se um exemplo dos sinais de PWM gerados para um *duty cycle* perto de 80%, que é o valor que será usado no conversor devido ao parâmetro de projeto especificado.

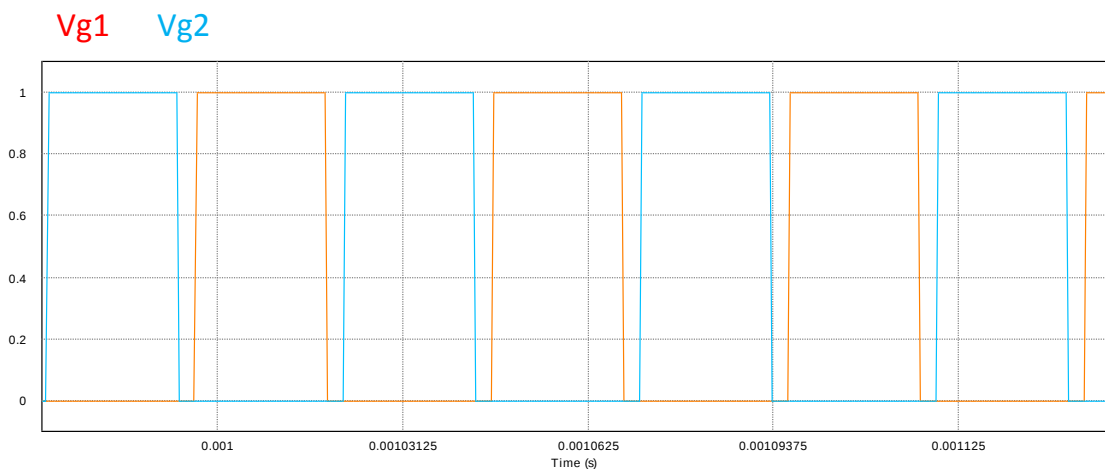


Figura 4.4 – Circuito de Controle no PSIM.

4.3.1. Análise das Principais Formas de Onda do Conversor

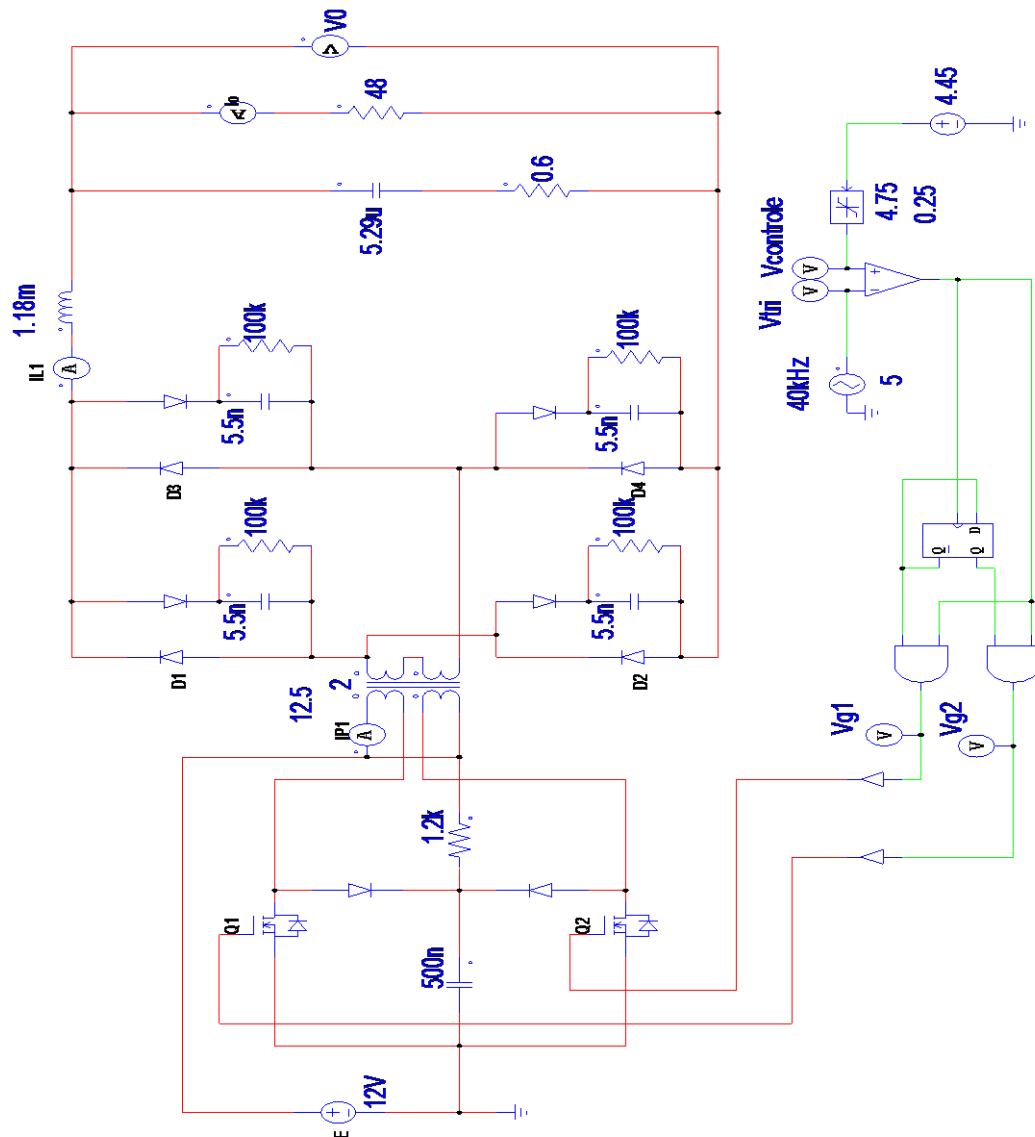


Figura 4.5 – Circuito Implementado no PSIM

Realizada a montagem do circuito e o sistema de geração de pulsos PWM, onde foram inseridos os valores de indutância e capacitância do filtro de saída dos circuitos Snubbers, do próprio transformador e demais componentes, pré-determinados no capítulo anterior. A partir de agora será apresentada as principais formas de onda, verificando as amplitudes de tensão e corrente envolvidas no conversor. Tem-se o conversor operando com tensão nominal. As Figuras de 4.6 a 4.18 mostram o conversor operando com tensão nominal. A Tabela 4.1 mostra a comparação entre os resultados teóricos e os obtidos na simulação.

Abaixo se tem a onda portadora com o sinal de controle usado para comandar os transistores alternadamente.

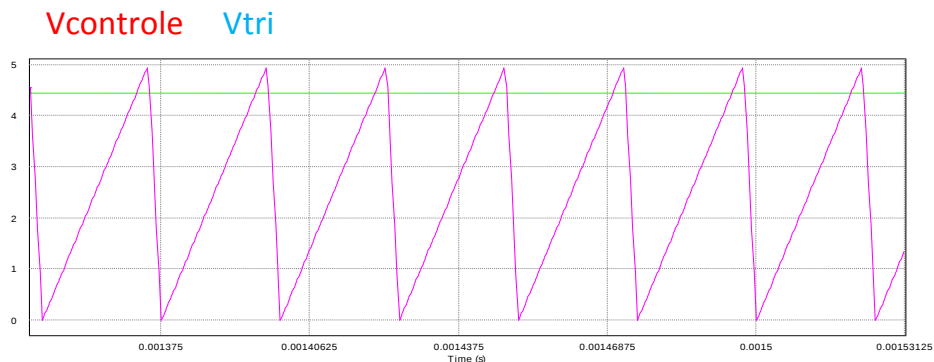


Figura 4.6 – Sinal de Controle e Onda Portadora.

A Figura 4.7 apresenta a tensão de saída do conversor. Os valores usados nos componentes do conversor e do transformador foram os obtidos nas seções anteriores. Pode ver-se pela figura que a tensão de saída não atinge os 120V, o que aconteceria se o transformador fosse ideal. Assim, a tensão que se obtém na saída é de 116V. Resultando num rendimento de 97% para o transformador real. Este rendimento poderá ser melhorado através de controle, que inclui uma realimentação negativa.

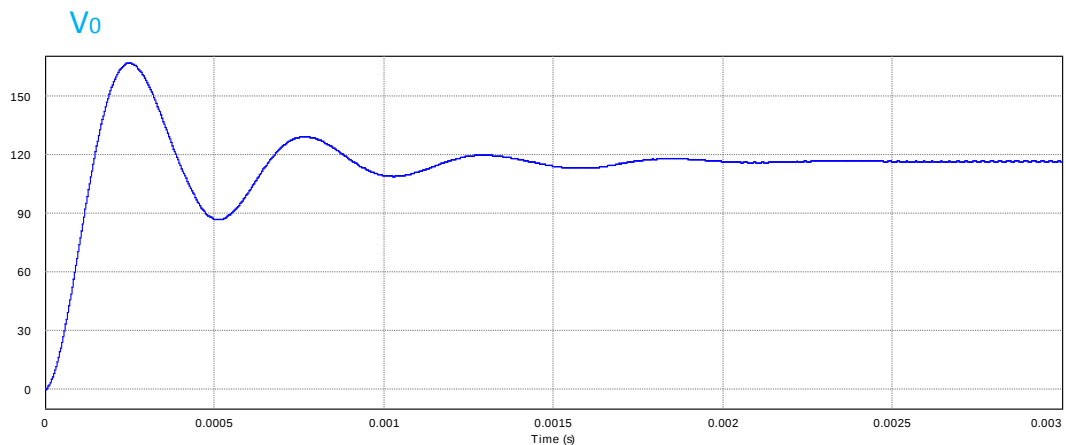


Figura 4.7 – Sinal de Saída.

Observa-se na Figura 4.8 a existência de um pico de corrente no indutor durante o início de operação, tal comportamento não pode existir na prática. O início de operação terá que ser de forma suave de maneira a evitar overshoot elevado. Devido o conversor não apresentar a saída de 120V, também a corrente média no indutor não é 2,5A, mas sim 2.43A. Conforme Figura 4.9.

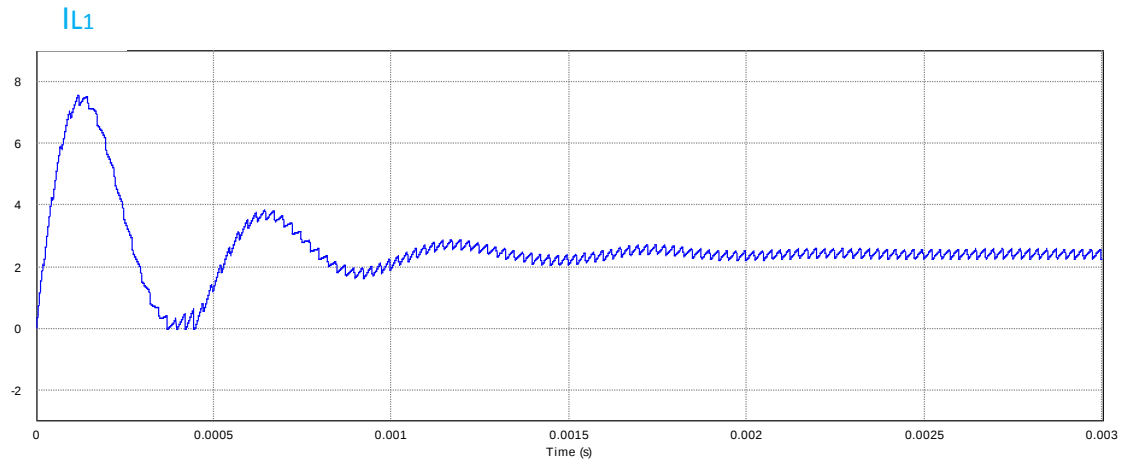


Figura 4.8 – Corrente no Indutor.

Analisando a variação de corrente no indutor, Figura 4.9, observa-se um pico de 2,61A e o mínimo de 2,26A, resultando numa ondulação de 0,35A, atendendo o parâmetro de projeto, cujo valor de ondulação máxima é de 1,0A.

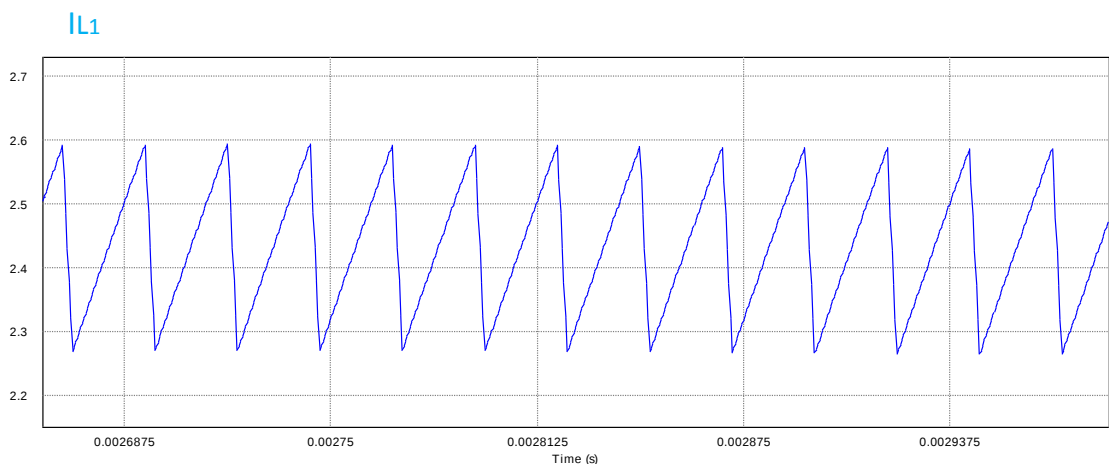


Figura 4.9 – Ondulação da Corrente no Indutor.

Na Figura 4.10, tem-se a corrente de saída I_o , novamente verifica-se a existência de um pico de corrente durante o início de operação, tal comportamento não pode existir na prática. O início de operação terá que ser de forma suave de maneira a evitar overshoot elevado. Devido o conversor não apresentar a saída de 120V, também a corrente eficaz na saída do conversor não é 2,5A, mas sim 2,43A.

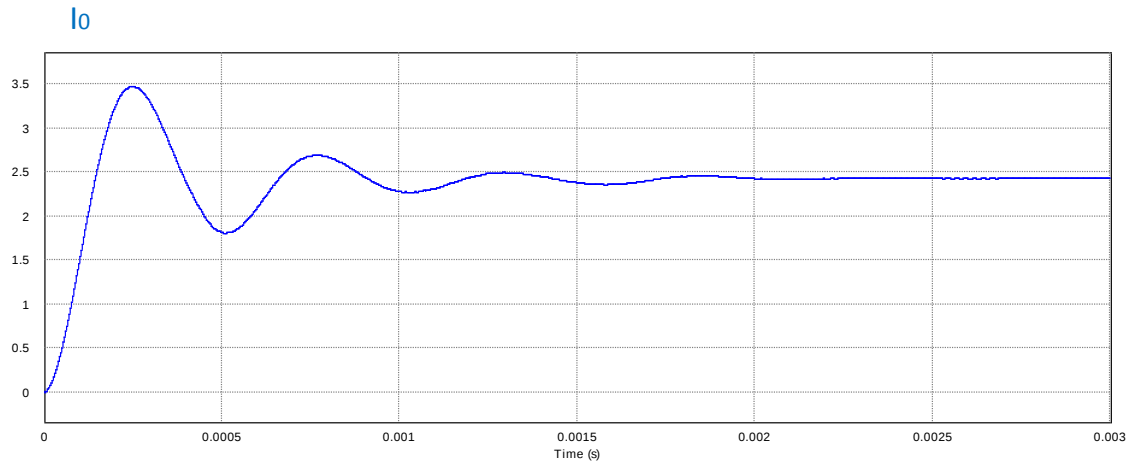


Figura 4.10 – Corrente na Saída do Conversor.

Na Figura 4.11 verifica-se a tensão no transformador referente aos enrolamentos secundário e sua respectiva tensão retificada após os díodos (V_{oi}). Desta forma a tensão na entrada do filtro de saída LC é positiva quando um dos transistores está ligado e é nula quando nenhum deles está em condução. Verifica-se também que o valor médio da tensão V_{oi} é igual à tensão na saída V_o . Sabe-se também que a forma de onda analisada anteriormente não atingia os 120V. Isso acontece em virtude das perdas do transformador, explicando dessa forma, o motivo que a tensão retificada não tenha seu valor teórico de 150V (a tensão de entrada multiplicada pela razão de espiras), mas sim 125,8V.

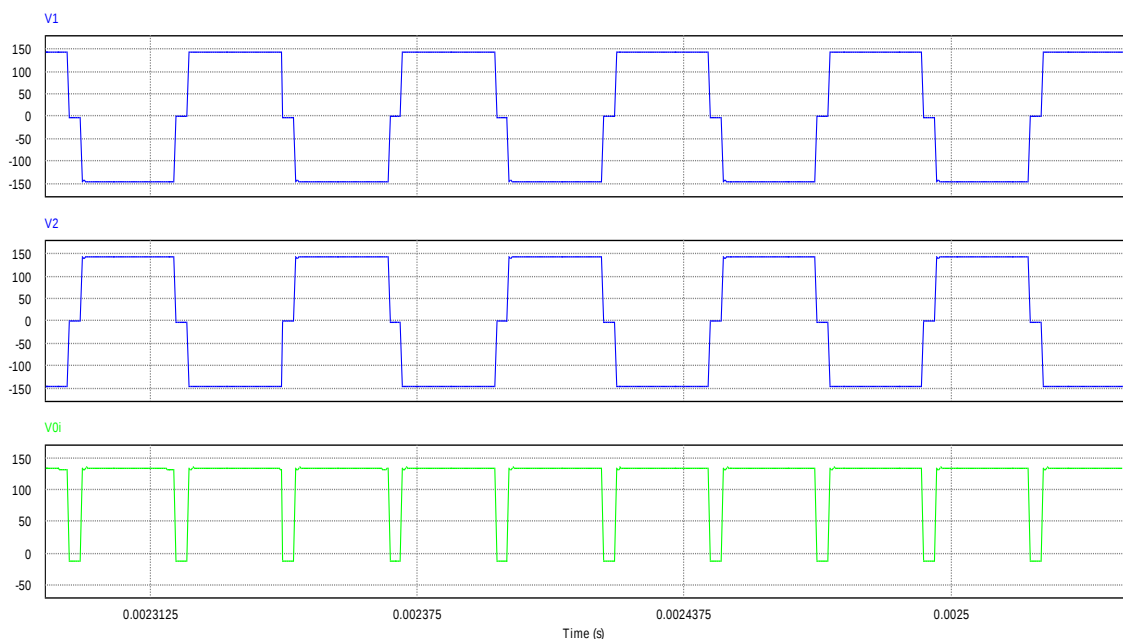


Figura 4.11 – Formas de Onda nos Secundários do Transformador e Saída do Conversor.

RMS Value		
Time	From	2.2875000e-003
Time	To	2.5405000e-003
V1		1.3516656e+002
V2		1.3516656e+002
V0i		1.2581945e+002

Figura 4.12 – Tensão nos Secundários do Transformador e de Saída do Conversor.

Observar-se na Figura 4.13 o ganho de tensão em um dos enrolamentos do primário, ligado a Q1, e no enrolamento correspondente do secundário. Nota-se ainda que, em virtude da indutância de fugas no modelo do transformador, faz surgir um gradiente de corrente elevado, que origina um pico de tensão aplicada ao enrolamento primário, devido o transistor cortar a corrente neste enrolamento.

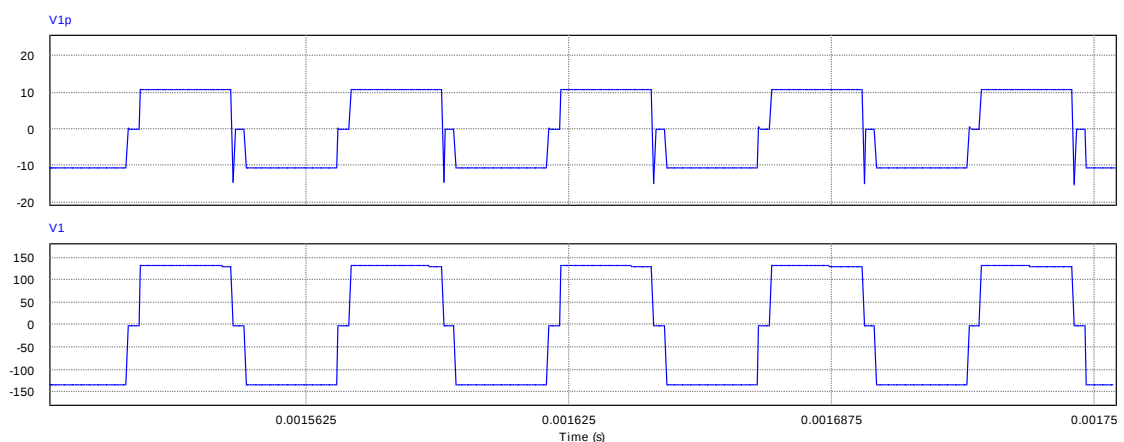


Figura 4.13 – Tensão nos Enrolamentos Individuais do Primário e Secundário.

As formas de ondas da tensão geradas no conversor *Push-Pull* resultam no dobro da tensão nominal de entrada nos terminais dos transistores. Existem também aqui os picos de tensão já referidos. Os transistores têm de estar preparados para suportar estes picos transitórios.

Os Snubbers, referenciados na seção (3.2.3), conhecidos como circuitos grampeadores de tensão, são utilizados para amortecer as oscilações de alta frequência, absorvendo a energia dissipada, geradas durante a comutação dos semicondutores de potência, devido às suas indutâncias parasitas e capacitâncias intrínsecas. Os Snubbers também são utilizados para proteger os semicondutores

de níveis de tensão destrutivos. Nesta etapa de simulação foram usados os valores de resistência e capacitores anteriormente calculados, estes apresentaram bons resultados, não sendo necessário realizar ajustes do Snubbers.

Na Figura 4.14 observa-se o pico de tensão durante a comutação no transistor, forma de onda sem o circuito Snubber. Na Figura 4.15 tem-se as formas de onda nos transistores com aplicação do circuito Snubber atuando e amortecendo a tensão de pico durante o chaveamento.

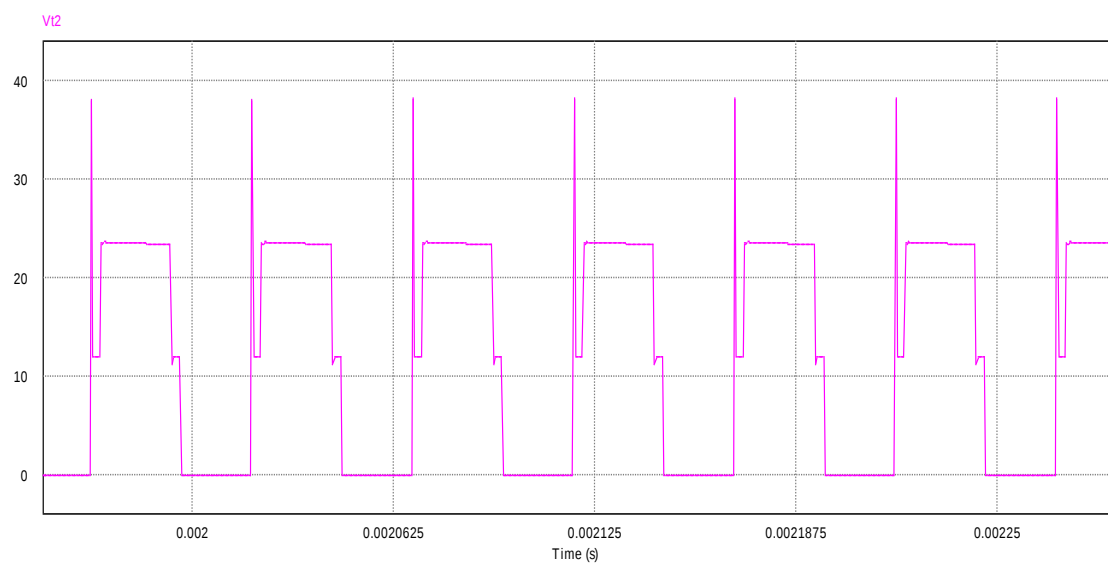


Figura 4.14 – Tensão no Transistor Q2.

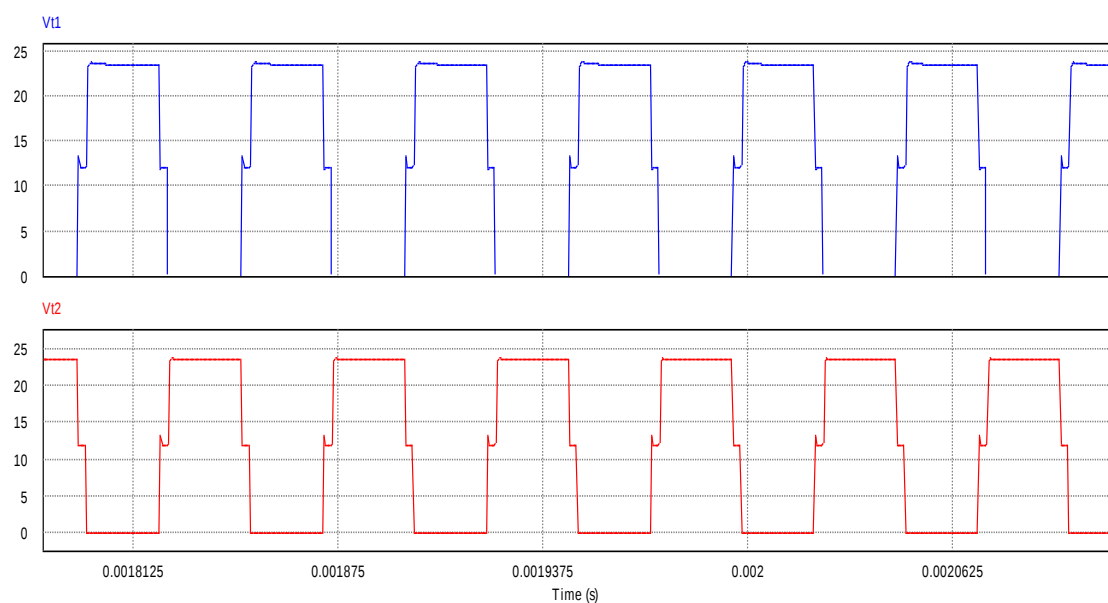


Figura 4.15 – Tensão nos Transistores.

Na Figura 4.16 confirma o enunciado sobre as etapas de funcionamento do conversor *Push-Pull*. Quando um dos transistores está ligado a corrente de carga flui pelos diodos associados. Enquanto a Figura 4.17 evidencia que quando não há condução dos transistores a corrente é dividida igualmente pelos quatro diodos. Observa-se ainda a corrente média de 1,19A da simulação contra 1,25 obtidos nos cálculos.

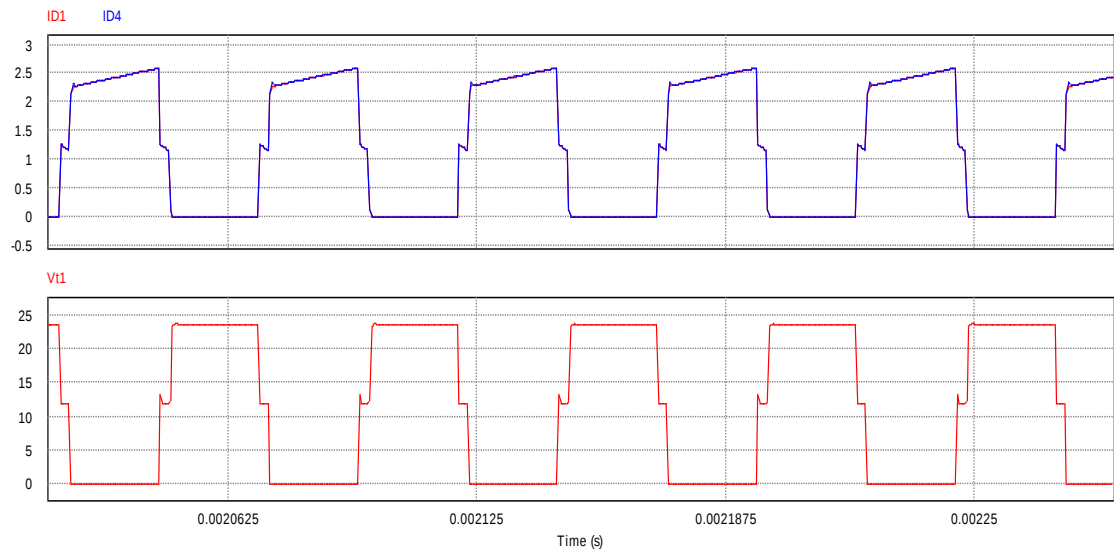


Figura 4.16 – Corrente nos Diodos (D1 e D4) e Tensão no Transistor Q1.

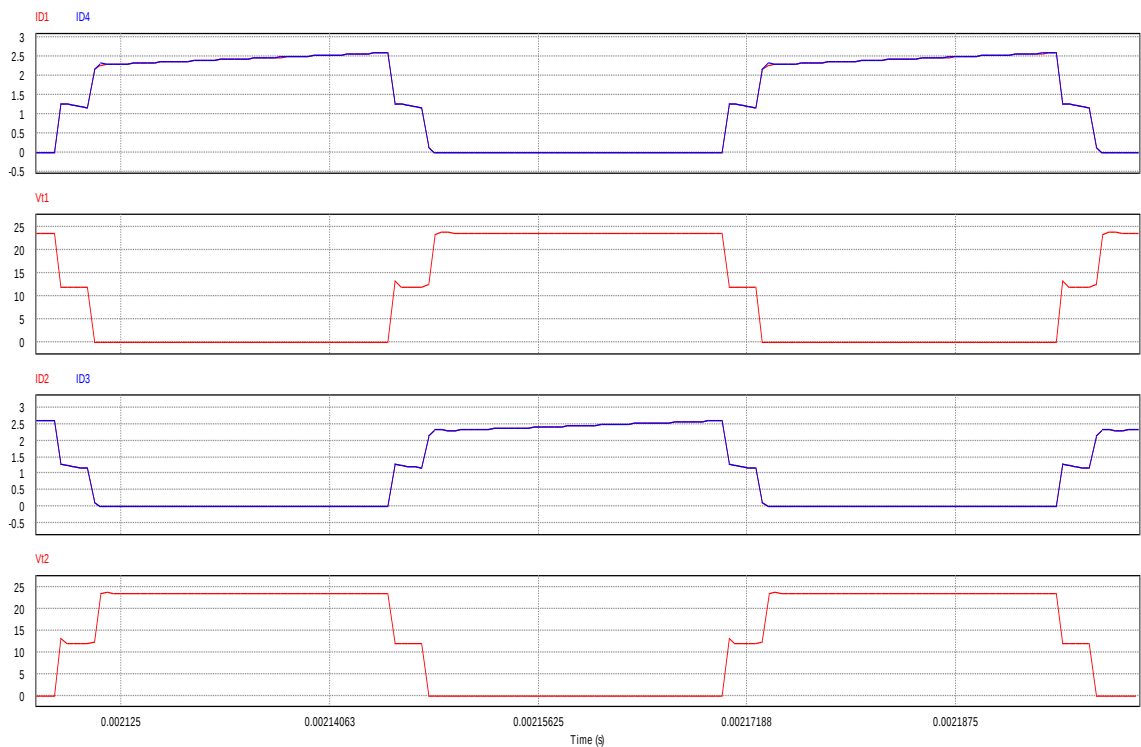


Figura 4.17 – Corrente Dividida nos Diodos Durante o Tempo Morto.

A corrente que percorre os transistores é a corrente que vai da fonte para a carga através do indutor do filtro de saída. Como o transformador é elevador em tensão, a corrente no secundário é baixa e no primário elevada. Na forma de onda da Figura 4.18 tem-se a corrente eficaz nos transistores que é a mesma nos enrolamentos primários, registrando o valor de 20,3A na simulação contra 22,2A encontrados nos cálculos teóricos.

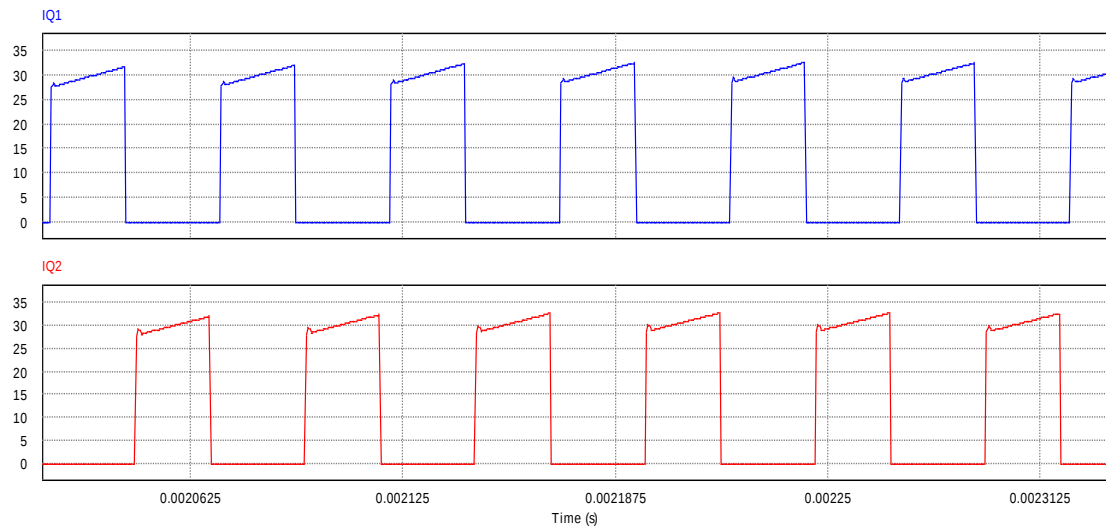


Figura 4.18 – Forma de Onda da Corrente Eficaz nos Enrolamentos Primários.

4.4. Conclusão

Este capítulo foi dedicado à simulação do conversor para validação do projeto teórico. O conversor projetado apresenta desempenho satisfatório na etapa de simulação. A transferência de potência do conversor CC-CC através do transformador apresentou rendimento de 97%, considerando apenas as não idealidades do transformador. Faz-se necessário, no entanto, adicionarem-se grampeadores de tensão para proteger os semicondutores das sobretensões observadas durante as comutações. O acréscimo destes elementos provoca uma redução no rendimento do sistema, entretanto, são fundamentais à operação segura do conversor.

A Tabela 4.1 apresenta as principais amplitudes de tensão e corrente simuladas no conversor. Observa-se que as não idealidades do transformador, a comutação em alta frequência e os próprios circuitos Snubbers contribuíram para as perdas do conversor. As perdas refletem, por exemplo, uma menor corrente eficaz nos enrolamentos primários. No entanto, considera-se satisfatório os resultados

obtidos na simulação, podendo inferir que a realização física do projeto é inteiramente viável.

Tabela 4.1 – Comparação entre os valores simulados e calculados

Parâmetro Observado	Simulado	Calculado
Tensão de saída (V_o)	116V	120V
Corrente de carga (I_o)	2,43A	2,5A
Ondulação máxima de tensão no barramento (ΔV_c)	0,3V	0,6V
Ondulação máxima de corrente no indutor (ΔI_L)	0,35A	1,0A
Corrente de pico no indutor (I_p)	2,60A	3,0A
Corrente média e eficaz no indutor (I_m, I_{ef})	2,43A	2,5A
Corrente eficaz no MOSFET (I_{Mef})	20,3A	22,2A
Corrente média nos diodos (I_{Dm})	1,19A	1,25A
Corrente eficaz nos enrolamentos primários (I_{Pef})	20,3A	22,2A
Corrente eficaz nos enrolamentos secundários (I_{Sef})	2,43A	2,5A
Corrente eficaz no capacitor de filtro (I_{Cef})	0,1A	0,35A

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo e a implementação em simulador computacional de um conversor *Push-Pull* CC-CC alimentado por tensão com utilização de circuitos Snubbers, grampeadores de tensão. Cujas finalidade é fornecer de maneira constante uma saída de 120V de valor eficaz, a partir de uma fonte de 12V, fornecendo uma potência de 300W.

O projeto do transformador e indutor foi tratado de maneira peculiar, considerando o método rudimentar de determinação do núcleo, tentativa e erro. Sendo necessário o ajuste das grandezas $B_{\max}$ $J_{\max}$ n_{cond} para se chegar à viabilidade construtiva do conversor. Quanto ao dimensionamento dos semicondutores não houve grandes dificuldades, sendo necessário apenas verificar nos catálogos dos fabricantes os componentes que atendessem os parâmetros calculados a partir das especificações de projeto. Ressalta-se apenas o caso particular do capacitor do filtro de saída, onde houve a necessidade de serem considerados três parâmetros clássicos para determinação, sejam eles: capacitância, resistência série, capacidade de condução de corrente. Em relação aos circuitos Snubbers, estes não necessitaram de ajustes na etapa de simulação. No caso de implementação física ainda devem ser consideradas as resistências parasitas provenientes dos trilhos da placa de montagem, neste caso, talvez seja necessário ajustes dos componentes deste circuito.

A simulação computacional, através dos gráficos e grandezas apresentadas, aplicada ao projeto do conversor confirmou que a modelagem matemática e as considerações realizadas, a partir das literaturas pesquisadas, se mostraram eficazes para os cálculos de dimensionamento dos componentes.

Em relação à análise dos gráficos e grandezas identificados na etapa de simulação, corroboram com a metodologia aplicada na etapa de cálculos. Os pontos mais importantes como a tensão de saída, a ondulação máxima de tensão no barramento, a ondulação máxima de corrente no indutor e tensões e correntes máxima nos semicondutores foram todas atendidas.

Dificuldades Identificadas

Destaca-se duas dificuldades consideráveis identificadas durante a concepção deste trabalho, a primeira foi em relação ao cálculo do núcleo dos elementos magnéticos, devido à metodologia existente de tentativa e erro, pois a partir do dimensionamento do núcleo destes componentes chega-se ao tamanho do conversor, que precisa atender a relação de custo, peso e volume desejáveis e atraentes ao mercado consumidor. A segunda dificuldade foi na etapa de simulação, pois, a implementação dos componentes precisa representar fisicamente a condição mais próxima da realidade, sobretudo o transformador, que foi o componente com maior grau de dificuldade para representação de seus parâmetros físicos. Contudo todas as dificuldades foram resolvidas.

Perspectivas Futuras

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se propor o acoplamento em cascata de um conversor CC-CA para obter-se um sistema ligado a redes de concessionárias, possibilitando o uso de energia mista. Por exemplo, energia solar em conjunto com a rede alternada das distribuidoras. Propõe-se também a implementação de malha de controle, evitando dessa forma o transitório de partida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **ARRABAÇA, Devair Aparecido; GIMENEZ, Salvador Pinillos.** *Eletrônica de Potência. Conversores de Energia CA/CC.* São Paulo, 2011.
- [2] **BARBI, Ivo.** *Projetos de Fontes Chaveadas.* Edição do Autor. Florianópolis, 2001.
- [3] **BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C.** *Conversores CC-CC Básicos não Isolados,* Edição dos Autores. Florianópolis, 2000.
- [4] **BARBI, I.; ILLA FONT, C. H.; ALVES, R. L.** *Projeto Físico de Indutores e Transformadores.* Documento Interno (INEP – 2002).
- [5] **CABALLERO, Domingo Antonio Ruiz.** *Novo Conversor Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente: Desenvolvimento Teórico e Experimental.* Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.
- [6] **GUIMARÃES, L. Fernando; KAWAHARA, L. Gustavo.** *Projeto e implementação de uma carga eletrônica.* Universidade Tecnológica Federal do Paraná, departamento acadêmico de eletrotécnica engenharia industrial elétrica – eletrotécnica, Curitiba, 2013.
- [7] **HART, Daniel W.** *Eletrônica de Potência, Análise e Projetos de Circuitos.* Mc Graw Hill, Bookman, 2012.
- [8] **KULKARNI, S.V.; KHAPARDE, S.A.** *Transformer Engineering Design and Practice.* Indian Institute of Technology, Bombay Mumbai, Índia.
- [9] **MELLO, Luiz Fernando P. de.** *Projetos de Fontes Chaveadas.* Érica, 2011.
- [10] **PEDROSO, Douglas A. Fernandes.** *Desenvolvimento de uma carga eletrônica c.c. regenerativa para ensaio de bancos de baterias.* Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2010.
- [11] **PINHEIRO FILHO, Ricardo Ferreira.** *Estudo e implementação de uma fonte de tensão alternada de 220V/1kW alimentada por fontes CC de 24V.* Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [12] **PSIM, User's Guide.** *Programa computacional para simulações de circuitos de eletrônica de potência.* PSIM® User's Guide, Version 9.0, Release 2, March 2010.
- [13] **RODRIGUES, Marcelo.** *Topologia inversora baseada no conversor Push-Pull com modulação SPWM.* Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Londrina, Londrina 2008.
- [14] **SADIKU, Matthew N. O.** *Elementos de Eletromagnetismo.* Bookman, 2008.
- [15] **SANTANDER, Alberto C. Arispe.** *Inversor Push-Pull a três níveis.* Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1993.
- [16] **VENDRÚSCULO, Edson Adriano.** *Carga eletrônica regenerativa para o teste de fontes de energia utilizando conversor com capacitor flutuante.* Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, UNICAMP – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1996.

APÊNDICE

8A, 400V - 600V Ultrafast Diodes

The MUR840, MUR860, RURP840 and RURP860 are low forward voltage drop ultrafast recovery rectifiers ($t_{rr} < 60\text{ns}$). They use a glass-passivated ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as output rectifiers and flywheel diodes in a variety of high-frequency pulse-width modulated switching regulators. Their low stored charge and attendant fast reverse-recovery behavior minimize electrical noise generation and in many circuits markedly reduce the turn-on dissipation of the associated power switching transistors.

Formerly developmental type TA09616.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR840	TO-220AC	MUR840
RURP840	TO-220AC	RURP840
MUR860	TO-220AC	MUR860
RURP860	TO-220AC	RURP860

NOTE: When ordering, use the entire part number.

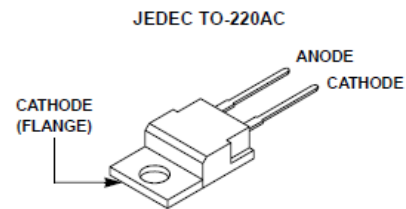
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <60ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	MUR840 RURP840	MUR860 RURP860	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	400	600	V
DC Blocking Voltage V_R	400	600	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 155^\circ\text{C}$)	8	8	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave, 20kHz)	16	16	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave, 1 Phase, 60Hz)	100	100	A
Maximum Power Dissipation P_D	75	75	W
Avalanche Energy (See Figures 10 and 11) E_{AVL}	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG}, T_J	-65 to 175	-65 to 175	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering			
Leads at 0.063 in. (1.6mm) from case for 10s T_L	300	300	°C
Package Body for 10s, see Tech Brief 334 T_{PKG}	260	260	°C

International
IR Rectifier

PD - 91477E

IRF3415

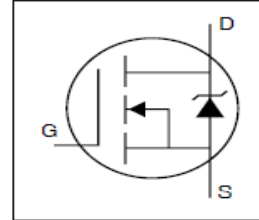
HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

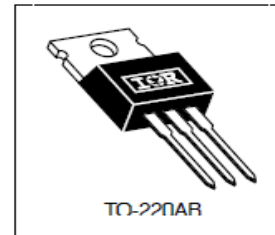
Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



$V_{DS} = 150V$
 $R_{DS(on)} = 0.042\Omega$
 $I_D = 43A$

**Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	150	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.17	—	V/°C	Reference to 25°C, $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.042	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 22A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	19	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 22A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 150V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 120V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ C$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	200	nC	$I_D = 22A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	17		$V_{DS} = 120V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	98		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 75V$
t_r	Rise Time	—	55	—		$I_D = 22A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	71	—		$R_G = 2.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	69	—		$R_D = 3.3\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2400	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	640	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	340	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5

**Source-Drain Ratings and Characteristics**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	43	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	150		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ C, I_S = 22A, V_{GS} = 0V$ ⑤
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	260	390	ns	$T_J = 25^\circ C, I_F = 22A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	2.2	3.3	μC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④