

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**



**APLICAÇÃO DO CONCEITO DA POTÊNCIA COMUTADA A**  
**CONVERSORES CC-CC ISOLADOS**

**RAMON MOREIRA LEMOS**

**AGOSTO**

**2013**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**APLICAÇÃO DO CONCEITO DA POTÊNCIA COMUTADA A**  
**CONVERSORES CC-CC ISOLADOS**

Dissertação apresentada por Ramon Moreira Lemos à Universidade Federal de São João del-Rei para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica submetido à seguinte banca examinadora:

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. (Orientador – UFSJ)

Prof. Valceres Vieira Rocha e Silva, Dra. (UFSJ)

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr. (UFC)

## AGRADECIMENTOS

Começo agradecendo a Deus, pois é Ele que nos proporciona os sonhos e os desejos e que logo se tornam nossos desafios para alcançá-los. Mas é Ele também quem nos dá força, convicção e a energia para transformar estes objetivos em sonhos concluídos.

Também devo agradecer a Deus por ter colocado em minha vida meu pai, Antonio Lemos Filho, ou eu na vida dele, pois ele sempre foi para mim um exemplo de retidão, dedicação, ética. E procurando sempre seguir esta trilha, tenho certeza que estarei com minha consciência tranquila. Agradeço a minha mãe, Maria Moreira Lemos, por tantos anos de carinho e apoio, mas também devo pedir desculpas, pois pelo tempo que dedicando a este trabalho, não consegui estar a seu lado em momentos de ela precisava.

Devo pedir desculpas a meus filhos, Marcela Torisu Lemos, Barbara Torisu Lemos e Pedro Henrique Torisu Lemos pelo tempo em que estava fisicamente presente, mas não em pensamento, e também agradecê-los ao apoio e incentivo que obtive em todo desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço aos colegas de curso, em especial a Geraldo Leão Lana e José Carlos da Silva Júnior pelas longas e estimulantes discussões técnicas, bem como o companheirismo durante as inúmeras viagens a São João del-Rei.

Agradeço a meu orientador Prof. Fernando Lessa Tofoli, pelo apoio, direcionamento e paciência incondicional para o desenvolvimento desta dissertação. Devo estender este agradecimento ao colega Wesley Henrique Maciel, que sabe da importância da conclusão deste trabalho.

Não posso deixar de agradecer aos membros da banca examinadora Prof. Valceres Vieira Rocha e Silva e Prof. Demercil de Souza Oliveira Jr., por dedicarem seu tempo na leitura e avaliação desta dissertação. Agradeço também à UFSJ, aos professores, aos funcionários e colaboradores, e também ao Departamento de Engenharia Elétrica (DEPEL) por me proporcionar condições e recursos necessários durante todas as etapas de curso.

Por fim e com grande satisfação tenho que agradecer minha esposa e sócia neste título, Claudinea Shizuko Torisu Lemos que, com paciência, compreensão, dedicação, carinho e amor participou ativamente em todas as etapas desta nossa conquista. Sem o seu companheirismo e desprendimento, esta caminhada seria mais árdua.

Lemos, R. M., “Aplicação do Conceito da Potência Comutada a Conversores CC-CC Isolados” – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 83 pp.

Para definir qual conversor estático é mais adequado para uma aplicação específica, diversos aspectos devem ser considerados, como custo, rendimento, peso e volume da estrutura. Entretanto, esta pode não ser uma tarefa trivial ao se lidar com estruturas que possuem elevado número de elementos semicondutores passivos e ativos. Neste contexto, este trabalho introduz o conceito da potência comutada aplicado a cinco topologias básicas de conversores CC-CC isolados, a saber: *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, *push-pull*, meia onda (*half-bridge*) e onda completa (*full-bridge*). O estudo desenvolvido pretende estabelecer critérios qualitativos que permitam determinar o conversor mais adequado para uma dada faixa de operação. Além disso, pretende-se validar as considerações teóricas por meio do cálculo das perdas por condução e comutação nos semicondutores. Utilizando-se modelagem SPICE e aplicativos de simulação computacional, o desempenho de cada um dos conversores supracitados é analisado do ponto de vista do rendimento.

Palavras-chave: conversores CC-CC isolados, conversores estáticos de potência, dispositivos semicondutores, perdas por comutação, perdas por condução, potência comutada.

Lemos, R. M., “Application of the Commutated Power Concept to Isolated DC-DC Converters” – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 83 pp.

In order to define the most appropriate power electronic converter topology for a specific application, several aspects must be analyzed, such as cost, efficiency, size, and volume of the chosen structure. However, this may not be a trivial task in structures with high number of active and passive switches. This work introduces the concept of commutated power applied to five isolated dc-dc converter topologies, that are the one-switch forward converter, two-switch forward converter, push-pull converter, half-bridge converter and full-bridge converter. The study carried out in this work intends to establish qualitative criteria to determine which type of arrangement is the most adequate one for a given application and the chosen operating point. Besides, it aims to validate the theoretical assumptions by calculating the conduction and switching losses in the semiconductor devices properly. By using SPICE modeling and related simulation software, the performance of each one of the aforementioned converters is evaluated from the energy efficiency point of view.

Key words: isolated dc-dc converters, static power converters, semiconductor devices, switching losses, conduction losses, commutated power.

## SUMÁRIO

Lista de Figuras .....	VIII
Lista de Tabelas .....	X
Capítulo 1 Introdução Geral.....	11
1.1 - Justificativas do Trabalho .....	11
1.2 - Objetivos do Trabalho .....	14
1.3 - Estrutura do Trabalho .....	14
Capítulo 2 Revisão Bibliográfica.....	16
2.1 - Considerações Iniciais .....	16
2.2 - Mecanismo de Perdas em Conversores Estáticos.....	16
2.2.1 - Perdas em Elementos Magnéticos .....	17
2.2.1.1 - Perdas em Indutores.....	17
2.2.1.2 - Perdas em Transformadores .....	18
2.2.2 - Perdas em Elementos Semicondutores de Potência.....	18
2.2.2.1 - Diodo de Potência.....	19
2.2.2.2 - Transistor MOSFET .....	21
2.2.2.3 - Transistor IGBT .....	22
2.3 - Conversores CC-CC .....	23
2.3.1 - Conversor <i>Forward</i> a Um Interruptor .....	24
2.3.2 - Conversor <i>Forward</i> a Dois Interruptores .....	30
2.3.3 - Conversor <i>Push-Pull</i> .....	34
2.3.4 - Conversor em Meia Ponte ( <i>Half-Bridge</i> ) .....	39
2.3.5 - Conversor em Ponte Completa ( <i>Full-Bridge</i> ).....	44
2.4 - Considerações Finais .....	49
Capítulo 3 Conceito da Potência Comutada .....	50
3.1 - Considerações Iniciais .....	50
3.2 - Revisão do Conceito de Potência Comutada.....	50
3.3 - Aplicação do Conceito da Potência Comutada aos Conversores CC-CC Isolados .....	52
3.3.1 - Conversor <i>Forward</i> a Um Interruptor .....	52
3.3.2 - Conversor <i>Forward</i> a Dois Interruptores .....	55
3.3.3 - Conversor <i>Push-Pull</i> .....	57
3.3.4 - Conversor em Meia Ponte .....	58
3.3.5 - Conversor em Ponte Completa .....	60

3.4 - Considerações Finais .....	62
Capítulo 4 Análise do Desempenho dos Conversores CC-CC Básicos isolados.....	64
4.1 - Considerações Iniciais .....	64
4.2 - Projeto dos Conversores CC-CC .....	64
4.3 - Definição dos Estudos de Casos .....	66
4.4 - Determinação do Rendimento dos Conversores.....	66
4.5 - Cálculo da Potência Comutada e Comparação Entre Os Estudos de Caso .....	69
4.6 - Análise da Potência Comutada .....	72
4.7 - Considerações Finais .....	74
Capítulo 5 Conclusão Geral .....	75
Referências Bibliográficas .....	77
Anexo A Projeto Físico de Elementos Magnéticos.....	80
A.1 - Projeto de Indutores .....	80
A.2 - Escolha do Núcleo Adequado.....	80
A.3 - Entreferro .....	82
A.4 - Cálculo da Seção Transversal dos Condutores .....	83
A.5 - Projeto de Transformadores.....	83

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Representação de um diodo de potência [16].	19
Fig. 2.2 – Comutação de um diodo de potência [16].	20
Fig. 2.3 – Comutação de um MOSFET [16].	22
Fig. 2.4 – Conversor <i>forward</i> a um interruptor.	25
Fig. 2.5 – Razão cíclica.	25
Fig. 2.6 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor <i>forward</i> a um interruptor em modo de condução contínua.	26
Fig. 2.7 – Formas de onda representando a operação do conversor <i>forward</i> a um interruptor em modo de condução contínua.	27
Fig. 2.8 – Conversor <i>forward</i> a dois interruptores.	30
Fig. 2.9 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor <i>forward</i> a dois interruptores em modo de condução contínua.	31
Fig. 2.10 – Formas de onda representando a operação do conversor <i>forward</i> a dois interruptores em modo de condução contínua.	32
Fig. 2.11 – Conversor <i>push-pull</i> .	35
Fig. 2.12 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor <i>push-pull</i> em modo de condução contínua.	36
Fig. 2.13 – Formas de onda representando a operação do conversor <i>push-pull</i> em modo de condução contínua.	37
Fig. 2.14 – Conversor em meia ponte.	39
Fig. 2.15 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor em meia ponte em modo de condução contínua.	40
Fig. 2.16 – Formas de onda representando a operação do conversor em meia ponte em modo de condução contínua.	42
Fig. 2.17 – Conversor em ponte completa.	44
Fig. 2.18 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor em ponte completa em modo de condução contínua.	45
Fig. 2.19 – Formas de onda representando a operação do conversor em ponte completa em modo de condução contínua.	47
Fig. 3.1 – Gráfico da potência comutada total para o conversor <i>forward</i> a um interruptor em modo de condução contínua.	54



Fig. 3.2 – Gráfico da potência comutada total para o conversor <i>forward</i> a dois interruptores em modo de condução contínua.....	57
Fig. 3.3 – Gráfico da potência comutada total para o conversor <i>push-pull</i> em modo de condução contínua.....	58
Fig. 3.4 – Gráfico da potência comutada total para o conversor em meia ponte em modo de condução contínua.....	60
Fig. 3.5 – Gráfico da potência comutada total para o conversor em ponte completa em modo de condução contínua.....	62
Fig. 4.1 – Comparação entre as curvas de rendimento dos conversores CC-CC isolados para os casos <i>A</i> e <i>B</i> . ....	68
Fig. 4.2 – Comparação entre as curvas teóricas e obtidas por simulação para a potência comutada total nos conversores isolados básicos para o caso <i>A</i> .....	70
Fig. 4.3 – Comparação entre as curvas teóricas e obtidas por simulação para a potência comutada total nos conversores isolados básicos para o caso <i>B</i> . ....	71
Fig. A.1 – Núcleo e carretel do tipo EE. ....	80

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Especificações dos conversores básicos isolados. ....	65
Tabela 4.2 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores dos conversores isolados. ....	65
Tabela 4.3 – Elementos semicondutores utilizados nos conversores CC-CC isolados básicos.....	66
Tabela 4.4 – Perdas nos elementos magnéticos, semicondutores e rendimento teórico dos conversores isolados básicos .....	67

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO

A eletrônica de potência é a ciência que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de potência, que possuem este nome em virtude da ausência de partes mecânicas móveis envolvidas no processo de condicionamento da energia elétrica. Estes são equipamentos destinados a processar e controlar eletronicamente o fluxo de energia elétrica. Dada uma saída desejada, e por meio do uso de semicondutores de potência, busca-se a conversão eficiente, o controle e o condicionamento da potência elétrica a partir de uma fonte disponível na entrada.

O Prof. Dr. Bimal K. Bose, da Universidade do Tennessee nos Estados Unidos, enquanto um dos mais renomados pesquisadores da área de eletrônica de potência, reconhecido em nível internacional, é bastante ousado em sua tentativa de contextualizar a importância da eletrônica de potência para a sociedade contemporânea. Em entrevista ao periódico científico IEEE Industrial Electronics Magazine, em Junho de 2009, Bose afirma categoricamente que: “a eletrônica de potência desenvolve atualmente um impacto relevante em nossa sociedade, o qual, em minha opinião, é tão grande quanto (senão maior) que aquele da tecnologia da informação. Em essência, a roda da civilização industrial é movida pela eletrônica de potência. A produtividade e qualidade da produção das indústrias modernas dependem da eletrônica de potência, que possibilita a existência de sistemas energéticos ultraeficientes, que são tão vitais para nossas indústrias. O problema do aquecimento global que ameaça a civilização humana pode ser em parte solucionado ou mitigado com a ajuda da eletrônica de potência. A maior parte das fontes de energias limpas e renováveis, que têm sido intensamente exploradas, depende unicamente da eletrônica de potência para seu aproveitamento e utilização. Nossos veículos elétricos e híbridos são baseados na eletrônica de potência. A eficiência energética de aparelhos elétricos e eletrônicos, a qual tem sido enfaticamente destacada, é altamente dependente da eletrônica de potência. À medida que o custo da energia elétrica tender a aumentar sensivelmente em um futuro próximo, o impacto da eletrônica de potência se tornará mais visível” [1].

Assim, dentre as inúmeras aplicações que explicitam o caráter interdisciplinar da eletrônica de potência, pode-se citar:

- transmissão de corrente contínua em alta tensão (HVDC);
- controle de componentes harmônicas de tensão, corrente e reativo;
- acionamentos em diversas topologias de máquinas elétricas;

- veículos automotores elétricos;
- melhor aproveitamento de energia proveniente de fontes alternativas, como solar e eólica;
- eletrônica embarcada em aeronaves, embarcações navais e automotores terrestres;
- sistemas inteligentes e otimizados de iluminação;
- automação industrial;
- sistemas de alimentação ininterrupta de energia;
- fontes chaveadas;
- amplificadores de áudio;
- dentre várias outras aplicações.

De modo amplo, o papel da eletrônica de potência na sociedade contemporânea consiste em processar e controlar o fluxo de energia elétrica para alimentar cargas da forma mais adequada e eficiente possível. Para o controle ou o condicionamento de energia elétrica, a conversão de energia elétrica de uma forma para outra é necessária e as características de comutação dos dispositivos de potência permitem essas conversões. Os conversores estáticos de potência realizam essas funções, podendo ser classificados basicamente em quatro tipos:

- conversores CA-CC (retificadores controlados e não controlados);
- conversores CC-CC (*choppers*);
- conversores CC-CA (inversores);
- conversores CA-CA (controladores de tensão CA).

Em qualquer processo de conversão energética, a redução das perdas e a otimização da eficiência tornam-se fatores de suma importância, em função do custo da energia elétrica e da remoção do calor dissipado. Logo, a concepção de conversores estáticos com custo, peso e volume reduzidos, bem como elevada robustez, tem sido o fator impulsionador de pesquisas em âmbito industrial e acadêmico [2].

Uma das alternativas para obter a redução do peso e do volume reside na elevação da frequência de comutação dos semicondutores, o que é possível em termos da disponibilidade atual de dispositivos capazes de operar em frequências mais elevadas, bem como tecnologias emergentes de materiais magnéticos e capacitores especiais para operação sob tais condições. Neste contexto, surge outro aspecto incentivador do desenvolvimento da eletrônica de potência, em termos da disponibilidade de circuitos eletrônicos dedicados ao controle e comando dos conversores estáticos [3].

Um problema inerente à elevação da frequência, devido à não idealidade dos semicondutores operando como interruptores, reside no aumento das chamadas perdas por comutação, implicando a elevação da dissipação de potência. Este acréscimo de energia liberada demanda a utilização de um

acentuado volume de dissipadores, contrapondo-se ao objetivo inicial da redução das dimensões totais dos conversores [2].

A elevação da frequência de comutação é limitada em função da presença de elementos parasitas, tais como indutâncias de dispersão de transformadores, indutâncias parasitas em placas de circuito impresso e capacitâncias de junção de semicondutores. Estes fatores favorecem o surgimento de oscilações indesejáveis, contribuindo para o aumento dos níveis de interferência eletromagnética, esforços adicionais nos semicondutores e elevação das perdas por comutação [3].

Para viabilizar a operação em altas frequências e minimizar os efeitos indesejáveis advindos desta prática, foram introduzidas técnicas de comutação suave aos conversores estáticos de potência. A adoção destas estratégias proporcionou a redução do volume de elementos magnéticos, capacitores e dissipadores, implicando redução do volume total, elevação do rendimento, aumento da confiabilidade e minimização dos níveis de interferência eletromagnética.

Embora a redução do volume dos elementos magnéticos e o aumento do rendimento das estruturas sejam vantagens diretas advindas da utilização de circuitos de auxílio à comutação, deve-se considerar o aumento do número de componentes e a complexidade dos arranjos que agregam a característica da comutação suave [4]. Tanto em células de comutação passivas quanto ativas, o projeto dos elementos do tanque ressonante requer cálculos relativamente complexos para o ajuste do circuito, que possibilitará a comutação dos semicondutores com perdas desprezíveis durante a entrada e/ou saída de condução [5]. Além disso, o aumento do número de componentes envolvendo a eventual inclusão de capacitores, indutores, diodos e interruptores controlados implica, inevitavelmente, no aumento do custo e complexidade dos arranjos [6].

Na literatura pertinente à eletrônica de potência, há um vasto número de topologias envolvendo as quatro possíveis classes de conversão da energia elétrica supramencionadas. A base de dados IEEEExplore disponibiliza aproximadamente 3.500.000 publicações relacionadas às mais variadas áreas da engenharia elétrica, sendo estes documentos compilados a partir de 1989 até os dias atuais [7]. Utilizando-se o termo de busca “*power converter*” (conversor de potência), são exibidos mais de 54.000 trabalhos relacionados ao tema [7].

Para definir qual conversor estático é o mais adequado a ser utilizado em uma determinada aplicação, vários itens devem ser analisados. Dentre estes, destacam-se a robustez, a densidade de potência, o rendimento, aspectos construtivos, e principalmente os custos [8]–[11].

As características principais de cada conversor dependem basicamente da topologia. Obviamente as perdas, o volume e os custos obtidos variam significativamente com o tipo de tecnologia empregada e com a qualidade do semicondutor adotado. O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende

apenas da topologia mas depende também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semicondutor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de *layout*, que introduzem elementos parasitas que modificam o funcionamento do circuito.

## 1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Diante do exposto, este trabalho tem por objetivo apresentar um método de análise focado no que diz respeito aos semicondutores de potência (diodos e interruptores) operando em alta frequência, sobretudo no que se refere aos esforços de tensão e corrente aos quais estes dispositivos são submetidos. A análise de tais esforços é importante, pois tem impacto direto no custo e no rendimento total do conversor.

Através de um estudo bibliográfico adequado, busca-se estabelecer uma análise comparativa entre as topologias clássicas de conversores CC-CC isolados, isto é, os conversores *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, *push-pull*, meia ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*), apresentando-se critérios de elegibilidade para as topologias em uma dada aplicação.

De forma específica, este trabalho pretende apresentar contribuições no sentido de:

- realizar um estudo abrangente acerca dos conversores CC-CC supracitados, incluindo princípio de funcionamento, metodologia de projeto e mecanismo das perdas que envolvem estas estruturas;
- aplicar o conceito de potência comutada às estruturas analisadas, sendo que de forma geral esse parâmetro representa uma avaliação do custo, perdas e do volume atingidos por uma determinada estrutura, tomando como base os esforços aos quais “semicondutores genéricos” estariam submetidos;
- estabelecimento de um método simples e direto que permite selecionar, dentre várias topologias, quais são as mais promissoras e quais são inviáveis para uma aplicação específica. Entretanto, reconhece-se que determinar com precisão qual estrutura apresenta melhor desempenho em dada aplicação requer uma análise bastante criteriosa, sendo que este aspecto também é contemplado no trabalho.

## 1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está estruturado na forma de cinco capítulos, os quais são descritos detalhadamente a seguir.

No Capítulo 2, apresenta-se uma revisão dos conceitos envolvendo a operação de conversores CC-CC isolados. Inicialmente, são apresentados aspectos relacionados ao mecanismo de perdas existentes em diodos, MOSFETs (do inglês, *metal oxide semiconductor field effect transistors* – transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor) e IGBTs (do inglês, *insulated gate bipolar transistors* – transistores bipolares de gatilho isolado), sendo estes dispositivos

semicondutores que eventualmente são empregados nas topologias citadas na Seção 1.2. Em seguida, são apresentados os princípios que envolvem a operação dos conversores *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, *push-pull*, meia ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*) em condução contínua. São então determinadas as expressões que representam as respectivas metodologias de projeto, permitindo dimensionar adequadamente os conversores segundo especificações pré-determinadas.

O Capítulo 3 apresenta a principal contribuição deste trabalho, que consiste na aplicação do conceito da potência comutada aos conversores CC-CC isolados previamente estudados. Embora no Capítulo 2 sejam abordados apenas conversores CC-CC, entende-se que a metodologia proposta pode ser aplicada a qualquer classe de conversores, pois isso envolve diretamente os máximos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, consistindo em um método qualitativo simples e prático para definir qual tipo de estrutura é mais adequado para uma dada aplicação.

No Capítulo 4, são projetadas todas as estruturas CC-CC supracitadas. A partir de um mesmo ponto de operação específico, são investigados aspectos pertinentes em termos dos componentes utilizados, perdas e curvas de rendimento. Será então aplicado o conceito da potência comutada para validar os resultados obtidos através de cálculos teóricos e simulações.

Finalmente, o Capítulo 5 dedica-se à discussão dos resultados principais do trabalho, onde são apresentadas as conclusões mais significativas e propostas para a continuidade da pesquisa.

## CAPÍTULO 2

### REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

#### 2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a abordar por meio de uma revisão bibliográfica aspectos que tangem à operação de conversores estáticos de potência.

Inicialmente, será descrito o mecanismo de perdas em um conversor estático, definido pelas perdas existentes nos elementos magnéticos e semicondutores de uma forma geral. Desta forma, as expressões apresentadas permitem o cálculo da energia dissipada em um dado conversor, sendo que isto é de fundamental importância para a análise do rendimento da estrutura.

Na sequência, são estudados os conversores CC-CC isolados básicos. Deve-se ressaltar que estas estruturas constituem o escopo da análise que é desenvolvida posteriormente, principalmente em virtude da simplicidade e por serem arranjos bastante consolidados na literatura. O estudo inclui aspectos como princípio de funcionamento e expressões que definem o procedimento de projeto, as quais são empregadas na análise comparativa desenvolvida no Capítulo 4.

#### 2.2 - MECANISMO DE PERDAS EM CONVERSORES ESTÁTICOS

O mecanismo de perdas em conversores estáticos foi reapresentado em [10], sendo que as expressões correlatas podem ser encontradas em obras consagradas da literatura básica referente à eletrônica básica [8] [9] [11]. Porém, as expressões pertinentes devem ser novamente revisadas, visto que serão prontamente empregadas no estudo desenvolvido neste trabalho.

Em todo processo de conversão de energia, o rendimento pode ser definido como uma relação entre as potências útil e total. Em se tratando de conversores estáticos de potência, o rendimento de uma dada estrutura pode ser obtido por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \cdot 100 \quad (2.1)$$

onde  $\eta$  é o rendimento percentual,  $P_o$  é a potência de saída em watts e  $P_i$  é a potência de entrada em watts.

Idealmente, os conversores estáticos não apresentam perdas, isto é, toda a potência extraída da fonte de alimentação é convertida em trabalho. Logo, o rendimento obtido é igual a 100%. Entretanto, esta situação é hipotética, pois na prática é necessário considerar uma série de não idealidades que existem nos circuitos. Desta forma, a expressão (2.1) pode ser reescrita como:



$$\eta = \frac{P_o}{P_i + \text{Perdas}} \cdot 100 \quad (2.2)$$

Há diversas fontes de dissipação de energia nos conversores estáticos, dentre as quais é possível citar as perdas nos elementos magnéticos, semicondutores, cabos de alimentação e conexão e elementos parasitas introduzidos por características de *layout* de protótipos experimentais.

As principais parcelas que contribuem para a redução do rendimento das estruturas consistem nas perdas nos dispositivos magnéticos e semicondutores, as quais são analisadas detalhadamente a seguir.

## 2.2.1 - PERDAS EM ELEMENTOS MAGNÉTICOS

O funcionamento adequado de um dado conversor é intrinsecamente ligado ao projeto adequado dos elementos magnéticos utilizados. A presença destes elementos é imprescindível nos circuitos, pois são capazes de realizar funções como armazenamento de energia no campo magnético, filtragem e adaptação de níveis de tensão [12].

Transformadores e indutores operando em alta frequência introduzem no circuito de potência uma série de elementos parasitas como a indutância magnetizante, a indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, entre diversos outros. Tais elementos parasitas introduzem resultados indesejáveis no funcionamento do conversor, como picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e emissão de ruídos (interferência eletromagnética conduzida e irradiada) [13].

### 2.2.1.1 - PERDAS EM INDUTORES

As perdas em indutores existem em virtude de aspectos reais, como resistência do material condutor e a magnetização do núcleo magnético. Em se tratando de indutores operando em altas frequências, a dissipação de energia ocorre por meio das perdas no cobre (efeito Joule ou  $RI^2$ ) e magnéticas (ou perdas no núcleo). Estas perdas promovem o aquecimento dos componentes, implicando a elevação de temperatura do indutor acima da temperatura do ambiente no qual o elemento está inserido [12].

$$P_{L(Cu)} = \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_L \cdot I_{L(ef.)}^2}{n_L \cdot S_f} \quad (2.3)$$

onde  $\rho=2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$  é a resistividade do cobre a 70 °C,  $l_t$  é o comprimento médio de uma espira em cm,  $N_L$  é o número de espiras do indutor,  $I_{L(ef.)}$  é a corrente eficaz no indutor,  $n_L$  é o número de condutores entrelaçados em paralelo para minimizar o efeito pelicular [12]–[14] e  $S_f$  é a área da seção transversal do condutor utilizado na confecção do enrolamento em  $cm^2$ .

Por outro lado, as perdas magnéticas  $P_{L(mag.)}$  são calculadas por [13]:

$$P_{Lb(mag.)} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f_L + K_E \cdot f_L^2) \cdot V_{L(e)} \quad (2.4)$$

onde  $\Delta B$  é a variação de fluxo magnético em tesla,  $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$  é o coeficiente de perdas por histerese,  $f_L$  é a frequência de operação do indutor,  $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$  é o coeficiente de perdas por correntes parasitas e  $V_{L(e)}$  é o volume efetivo do núcleo magnético em  $\text{cm}^3$ .

Deve-se ainda ressaltar que os valores de  $K_H$  e  $K_E$  podem variar entre os diversos fabricantes de núcleos magnéticos, sendo que os valores supracitados referem-se ao fabricante Thornton [15].

### 2.2.1.2 - PERDAS EM TRANSFORMADORES

De forma análoga aos indutores, as perdas nos transformadores operando em alta frequência dividem-se em perdas no cobre e no núcleo magnético.

As perdas no cobre  $P_{T(Cu)}$  são dadas por [13]:

$$P_{T(Cu)} = \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_T \cdot I_{T(ef.)}^2}{n_T \cdot S_f} \quad (2.5)$$

onde  $\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$  é a resistividade do cobre a  $70^\circ \text{C}$ ,  $l_t$  é o comprimento médio de uma espira,  $N_T$  é o número de espiras de um dado enrolamento do transformador,  $I_{T(ef.)}$  é a corrente eficaz no enrolamento dos transformador,  $n_T$  é o número de condutores entrelaçados em paralelo para minimizar o efeito pelicular [12]-[14] e  $S_f$  é a área da seção transversal do condutor utilizado na confecção do enrolamento em  $\text{cm}^2$ .

Além disso, as perdas magnéticas  $P_{T(mag.)}$  são calculadas por [13]:

$$P_{T(mag.)} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f_T + K_E \cdot f_T^2) \cdot V_{T(e)} \quad (2.6)$$

onde  $\Delta B$  é a variação de fluxo magnético em tesla,  $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$  é o coeficiente de perdas por histerese,  $f_T$  é a frequência de operação do transformador,  $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$  é o coeficiente de perdas por correntes parasitas e  $V_{T(e)}$  é o volume efetivo do núcleo magnético em  $\text{cm}^3$ .

### 2.2.2 - PERDAS EM ELEMENTOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

A circulação de corrente elétrica em qualquer elemento de um conversor estático provoca uma dissipação de potência igual ao produto do quadrado da corrente que o atravessa pela sua resistência. Esta energia reflete-se nas chamadas perdas por condução.

Nos dispositivos semicondutores que operam como interruptores (diodos e transistores), somam-se às perdas supracitadas a parcela representada pelas perdas por comutação, as quais ocorrem durante a entrada e a saída de condução do elemento.

Em ambos os casos, a potência dissipada converte-se em calor (efeito Joule). O parâmetro que limita a capacidade de corrente processada por um semicondutor de potência é a máxima

temperatura da junção, a qual não deve ultrapassar o valor limite indicado pelo fabricante, pois, caso contrário, tem-se a destruição do componente por sobreaquecimento.

Portanto, uma alta eficiência é essencial em qualquer aplicação de processamento de energia. Isto se justifica não só por uma questão de custos ou de conservação de energia, mas principalmente por ser impraticável a construção de um conversor de baixo rendimento que forneça uma substancial potência de saída.

Essa impossibilidade advém do fato de que o calor gerado pela dissipação de potência deve ser retirado do sistema, sob pena de danificar o conversor. Esta energia térmica é proporcional à potência dissipada e, quanto menor o rendimento, mais calor é gerado, chegando-se ao ponto de inviabilizar o adequado resfriamento do conversor.

A seguir, é apresentado o mecanismo de perdas que envolvem diodos e transistores de potência dos tipos MOSFET e IGBT.

### 2.2.2.1 - DIODO DE POTÊNCIA

O diodo de potência é um elemento essencial nos conversores estáticos, sendo empregado principalmente em retificadores não controlados e como diodo de roda livre em conversores CC-CC, por exemplo.

No diodo de potência, a região N- intermediária com baixa dopagem, responsável por alargar a região de depleção e diminuir seu campo elétrico, permite que o diodo suporte maiores tensões reversas sem entrar em ruptura, como mostra a Fig. 2.1 [16]. A camada N-, geralmente chamada de região de arrasto, é a característica não encontrada nos diodos comuns de sinal. Sua função é absorver a camada de depleção da junção P+N- quando o cristal é reversamente polarizado. Por outro lado, essa região intermediária levemente dopada aumentará a característica resistiva do diodo quando este estiver em condução, aumentando, portanto, as perdas por condução.

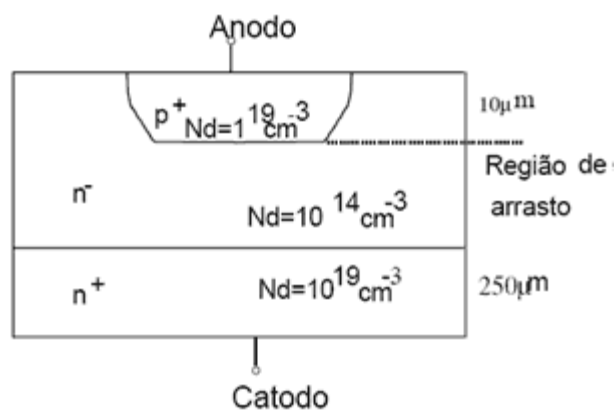


Fig. 2.1 – Representação de um diodo de potência [16].

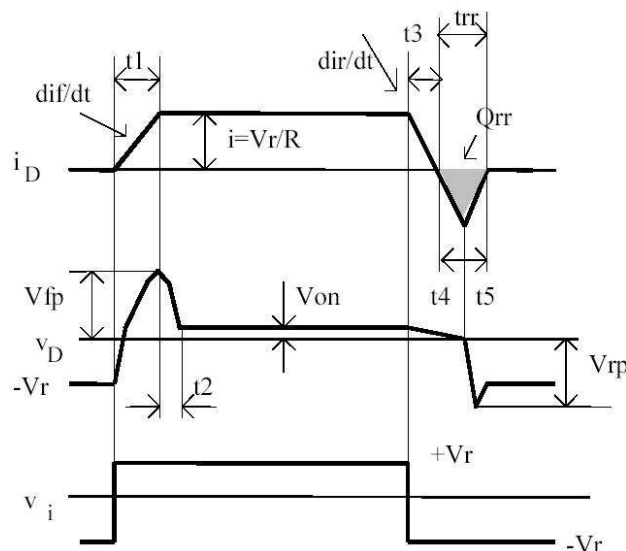
O processo de comutação de um diodo de potência é ilustrado na Fig. 2.2. Durante  $t_1$ , a região de depleção ainda não foi anulada e, portanto, o diodo ainda oferece grande resistência à passagem

de corrente direta, o que, juntamente com as indutâncias parasitas do componente e das conexões, causa uma sobretensão. Simultaneamente, a corrente cresce até atingir o valor da corrente que deve ser suprida à carga.

Durante  $t_2$ , com a anulação da região de depleção, a tensão é reduzida até atingir o valor de operação do diodo (superior a 0,7 V). Esses tempos são, tipicamente, da ordem de centenas de nanossegundos e podem ser obtidos nas folhas de dados dos componentes.

No desligamento, continuará a circular corrente até que a região de depleção seja restabelecida, o que só ocorre no pico de corrente na fronteira entre  $t_4$  e  $t_5$ . A queda de tensão que ocorre nos intervalos  $t_3$  e  $t_4$  deve-se à redução da queda ôhmica. Em  $t_4$ , a taxa de variação da corrente, associada às indutâncias parasitas, provoca uma sobretensão negativa.

O tempo de recuperação reversa  $t_{rr}$  é um parâmetro importante e determina quão rápido um diodo passa do estado de condução para o estado de bloqueio.



**Fig. 2.2 – Comutação de um diodo de potência [16].**

As perdas por condução podem ser obtidas por [11]:

$$P_{cond(D)} = V_F \cdot I_{F(méd.)} + r_d \cdot I_{F(ef.)}^2 \quad (2.7)$$

onde:

$V_F$  – queda de tensão existente no diodo durante a condução [V];

$I_{F(méd.)}$  – corrente média no diodo [A];

$r_d$  – resistência intrínseca do diodo [ $\Omega$ ];

$I_{F(ef.)}$  – corrente eficaz no diodo [A].

As perdas por comutação ( $P_{comut(D)}$ ) dividem-se em perdas na entrada de condução ( $P_{on(D)}$ ) e perdas no bloqueio ( $P_{off(D)}$ ), sendo definidas por [11]:

$$P_{on(D)} = \frac{1}{2} \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_{F(méd.)} \cdot t_1 \cdot f_s \quad (2.8)$$

$$P_{off(D)} = Q_{rr} \cdot V_r \cdot f_s \quad (2.9)$$

$$P_{comut(D)} = P_{on(D)} + P_{off(D)} \quad (2.10)$$

$f_s$  – frequência de comutação [Hz];

$t_l$  – tempo necessário para o diodo entrar em condução [s];

$V_{FP}$  – tensão máxima durante o tempo  $t_l$  [V];

$Q_{rr}$  – carga armazenada na capacitância intrínseca do diodo [C];

$V_r$  – tensão reversa no diodo [V].

As perdas totais em um diodo então são dadas por [11]:

$$P_{totais(D)} = P_{cond(D)} + P_{comut(D)} \quad (2.11)$$

### 2.2.2.2 - TRANSISTOR MOSFET

Os MOSFETs são um tipo de transistor controlado por tensão e, quando comparados a transistores bipolares equivalentes, mantendo-se os mesmos tamanhos e especificações nominais, apresentam maior velocidade de comutação. Desta forma, são recomendados para aplicações em altas frequências, assim se permite a redução do tamanho de elementos magnéticos.

O transistor MOSFET em condução possui característica resistiva, de modo que há uma resistência entre os terminais de dreno e fonte responsável por dissipar potência. Desta forma, as perdas por condução são dadas por [11]:

$$P_{cond(MOSFET)} = r_{DS(on)} \cdot I_{D(ef.)}^2 \quad (2.12)$$

onde:

$r_{DS(on)}$  – resistência de condução do MOSFET [ $\Omega$ ];

$I_{D(ef.)}$  – corrente de dreno eficaz no MOSFET [A].

Para a determinação das perdas por comutação em um MOSFET, deve-se inicialmente considerar o processo de entrada e saída de condução do transistor mostrado na Fig. 2.3. Constatase que a comutação não ocorre instantaneamente, ocorrendo um atraso tanto na entrada quanto na saída de condução. Desta forma, surgem perdas em virtude do cruzamento entre a tensão e a corrente no dispositivo semiconductor.

Desta forma, as perdas por comutação ( $P_{comut(MOSFET)}$ ), que consistem nas perdas na entrada de condução ( $P_{on(MOSFET)}$ ) e no bloqueio ( $P_{off(MOSFET)}$ ), são definidas por [11]:

$$P_{on(MOSFET)} = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_D \cdot t_r \cdot f_s \quad (2.13)$$

$$P_{off(MOSFET)} = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_D \cdot t_f \cdot f_s \quad (2.14)$$

$$P_{comut(MOSFET)} = P_{on(MOSFET)} + P_{off(MOSFET)} \quad (2.15)$$

onde:

$V_{CC}$  – tensão máxima de bloqueio do MOSFET [V];

$I_D$  – corrente no momento em que o MOSFET está conduzindo [A];

$t_r$  – tempo necessário para o MOSFET entrar em condução [s];

$t_f$  – tempo necessário para o MOSFET entrar em bloqueio [s].

Assim, as perdas totais em um MOSFET são dadas por [11]:

$$P_{totais(MOSFET)} = P_{cond(MOSFET)} + P_{comut(MOSFET)} \quad (2.16)$$

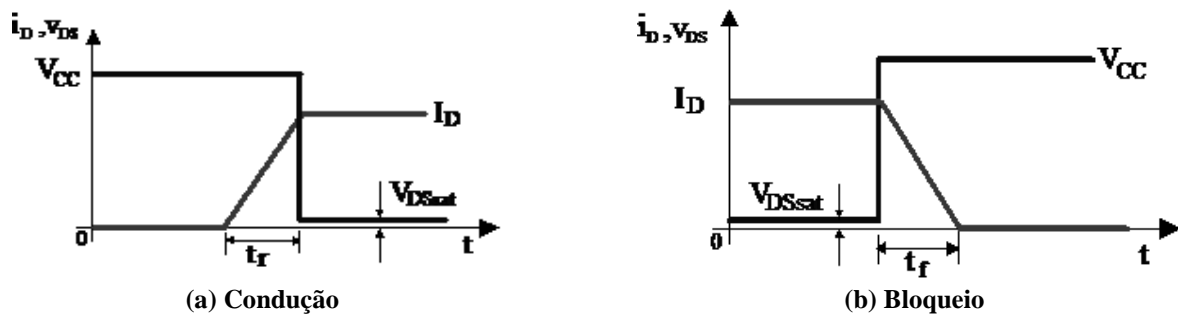


Fig. 2.3 – Comutação de um MOSFET [16].

### 2.2.2.3 - TRANSISTOR IGBT

O transistor IGBT possui princípio de funcionamento semelhante ao do MOSFET. O estado de condução e bloqueio é controlado pela tensão de gatilho, que no caso do IGBT é referenciada ao emissor. Trata-se de um tipo de transistor híbrido que agrega as vantagens do acionamento por tensão do MOSFET com a capacidade de processamento de elevadas potências dos transistores bipolares. Deve-se ressaltar que transistores bipolares praticamente não são utilizados atualmente como interruptores de potência controlados, tendo sido plenamente substituídos por IGBTs ou MOSFETs dependendo do tipo de aplicação.

As perdas por condução em um IGBT são dadas por [11]:

$$P_{cond(IGBT)} = V_{CE(on)} \cdot I_{CE(méd.)} \quad (2.17)$$

onde:

$V_{CE(on)}$  – queda de tensão entre coletor e emissor durante a condução [V];

$I_{CE(méd.)}$  – corrente média que circula pelos terminais coletor e emissor [A].

As perdas por comutação ( $P_{comut(IGBT)}$ ), que consistem nas perdas na entrada de condução ( $P_{on(IGBT)}$ ) e no bloqueio ( $P_{off(IGBT)}$ ), são definidas por [11]:

$$P_{on(IGBT)} = \frac{1}{2} \cdot V_{CE} \cdot I_{CE} \cdot (t_{d(on)} + t_2) \cdot f_s \quad (2.18)$$

$$P_{off(IGBT)} = \frac{1}{2} \cdot V_{CE} \cdot I_{CE} \cdot (t_3 + t_{d(off)}) \cdot f_s \quad (2.19)$$

$$P_{comut(IGBT)} = P_{on(IGBT)} + P_{off(IGBT)} \quad (2.20)$$

onde:

$V_{CE}$  – máxima tensão aplicada ao IGBT [V];

$t_{d(on)}$  – tempo necessário para o IGBT entrar em condução [s];

$t_{d(off)}$  – tempo necessário para o IGBT entrar em bloqueio [s].

Os tempos  $t_2$  e  $t_3$  são dados pelas seguintes equações:

$$t_2 = \frac{Q_{OSS}}{I_G} \quad (2.21)$$

$$t_3 = \frac{Q_{OSS}}{I_{Gd}} \quad (2.22)$$

onde  $Q_{OSS}$  é a quantidade de carga armazenada na capacitância existente entre os terminais de gatilho e coletor medida em coulomb, enquanto  $I_G$  e  $I_{GD}$  representam as correntes fornecidas pelo circuito de acionamento para a entrada e saída de condução em ampères, respectivamente.

No IGBT, há ainda as perdas devido à corrente de cauda, que caso se deseje estimar as perdas por comutação globais considerando com as perdas de cauda, devem ser utilizados os gráficos das “perdas por comutação versus resistência de gatilho”, “perdas por comutação versus temperatura da junção” e “perdas por comutação versus corrente de coletor-emissor” [11]. Este tema não será abordado neste trabalho.

### 2.3 - CONVERSORES CC-CC

Em sistemas de corrente alternada, a redução ou elevação da tensão é facilmente obtida através de um transformador. Em sistemas CC, isto requer a utilização de um conversor estático. Estruturas estáticas concebidas a partir de interruptores ativos e idealmente sem perdas convertem uma tensão contínua em outra com magnitude distinta, utilizando para isso dispositivos semicondutores de potência operando em altas frequências.

Os conversores CC-CC são usados em fontes para computadores, TV, vídeos, tração e carros elétricos. Tais dispositivos permitem a frenagem regenerativa com economia de energia em sistemas com frequentes partidas e paradas. Possuem ampla aplicação como reguladores de tensão contínua, carregadores de bateria e são empregados também em sistemas para aproveitamento de energias renováveis.

As principais topologias de conversores estáticos CC-CC são classificadas como:

- não isoladas: não utilizam um transformador de isolamento entre entrada e saída. Apresentam limitações no que tange a aplicações com elevadas taxas de conversão entre as tensões de entrada e saída, visto que a operação em valores extremamente baixos ou altos da razão cíclica pode ser necessária. Como exemplos, podem-se citar os conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, Ćuk, SEPIC e zeta.

- isoladas: utilizam um transformador isolador operando em alta frequência entre entrada e saída. As vantagens dessas topologias residem na adaptação dos níveis de tensão por meio de um transformador de alta frequência sem a necessidade de se trabalhar com valores extremamente baixos ou altos de razão cíclica. Como exemplos, podem-se citar os conversores *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, meia ponte, ponte completa e *push-pull*.

Diante do exposto, deve-se ainda ressaltar que a escolha de uma dada topologia de conversor CC-CC deve considerar a natureza específica da aplicação e ainda fatores como custo e complexidade da estrutura.

A seguir, são abordadas apenas as estruturas isoladas supracitadas, pois estas são fruto de estudo dos capítulos subsequentes.

### 2.3.1 - CONVERSOR *FORWARD* A UM INTERRUPTOR

O conversor *forward* a um interruptor é uma estrutura derivada do conversor *buck* que emprega um transformador de alta frequência. Por meio desta estrutura, ao contrário da topologia não isolada, é possível obter a operação abaixadora ou elevadora ajustando-se a relação de número de espiras dos enrolamentos primário e secundário sem a utilização de valores extremos de razão cíclica, mas mantendo as características do conversor *buck* [12].

A Fig. 2.4 representa o conversor *forward* a um interruptor, que é constituído por uma fonte de tensão contínua de entrada  $V_i$ , um interruptor MOSFET  $S$ , um diodo de desmagnetização  $D_p$ , um transformador de alta frequência que possui um enrolamento primário representado por  $N_p$ , um enrolamento de desmagnetização representado por  $N_d$  e um enrolamento secundário representado por  $N_s$ , dois diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , um indutor de filtro de saída  $L$ , um capacitor de filtro de saída  $C_o$  associado a sua respectiva resistência série  $R_C$ , e uma resistência de carga  $R_o$ , onde é aplicada a tensão de saída CC dada por  $V_o$ .

Assim como todas as demais topologias de conversores CC-CC isolados e não isolados, o conversor *forward* é capaz de operar em três modos distintos [17]. Se a corrente no indutor não se anula, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua. Neste caso, a relação entre as tensões de entrada e de saída definida como o ganho estático depende apenas da largura de pulso e da relação de números de espiras entre os enrolamentos. Caso contrário, tem-se o modo de



condução descontínua. Existe ainda o modo de condução crítica, que ocorre quando a corrente no indutor atinge zero em único instante de tempo [17].

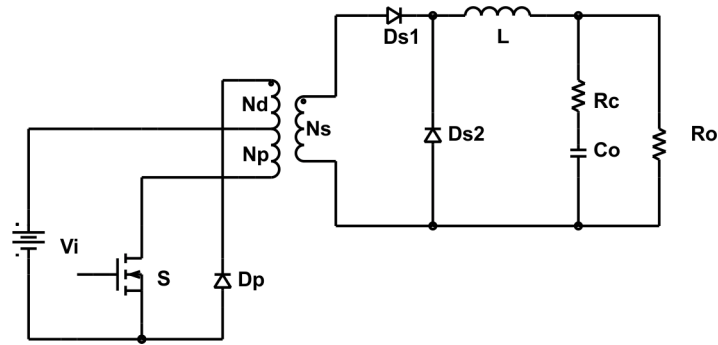


Fig. 2.4 – Conversor *forward* a um interruptor.

A operação em modo de condução descontínua pode ser vantajosa considerando-se a redução do tamanho dos elementos magnéticos. Entretanto, o ganho estático passa a variar de acordo com a corrente de carga, além de haver a geração de níveis mais significativos de interferência eletromagnética. Neste contexto, este trabalho descreve apenas a operação das topologias CC-CC operando no modo de condução contínua.

Inicialmente, deve-se definir o conceito de razão cíclica, representada graficamente na Fig. 2.5 (ciclo de trabalho ou largura de pulso), dada pela relação entre o intervalo de condução do interruptor e o período de comutação [17]:

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.23)$$

onde:

$D$  – razão cíclica;

$t_{on}$  – intervalo o qual o interruptor está conduzindo [s];

$T$  – período de comutação [s].

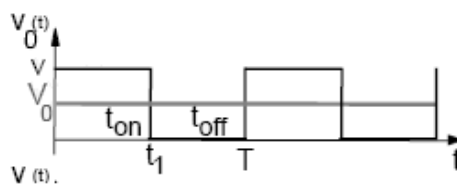
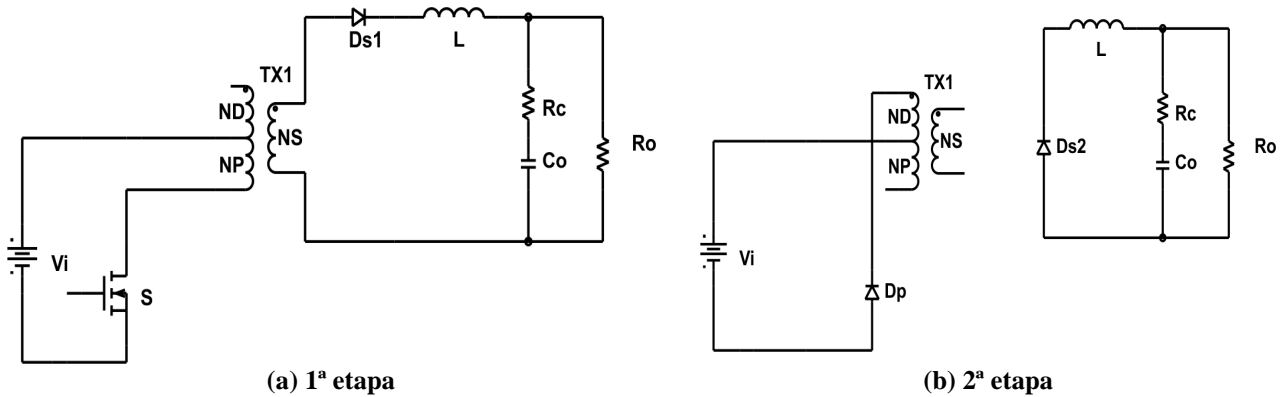


Fig. 2.5 – Razão cíclica.

A operação do conversor *forward* a um interruptor pode ser definida a partir de dois estágios ou etapas de funcionamento, conforme mostra a Fig. 2.6.

Na primeira etapa (Fig. 2.6 (a)), o interruptor  $S$  entra em modo de condução, sendo que os diodos  $D_p$  e  $D_{s2}$  encontram-se bloqueados. Por outro lado, o diodo  $D_{s1}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos do transformador.

Na segunda etapa (Fig. 2.6 (b)), o interruptor  $S$  é bloqueado e o diodo  $D_{s1}$  é reversamente polarizado. A energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio do diodo  $D_{s2}$ , sendo que a corrente neste elemento magnético decresce linearmente. Em virtude da polaridade dos enrolamentos, o diodo de desmagnetização  $D_p$  é polarizado diretamente, permitindo que a energia armazenada no núcleo do transformador seja devolvida à fonte  $V_i$ . Portanto, a maior parte da energia é recuperada com a corrente de magnetização do transformador.



**Fig. 2.6 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor *forward* a um interruptor em modo de condução contínua.**

A Fig. 2.7 apresenta as formas de onda para o conversor *forward* a um interruptor no modo de condução contínua, incluindo a corrente no indutor  $I_L$ , a tensão de saída  $V_o$ , a corrente no interruptor  $I_S$ , a tensão no interruptor  $V_S$ , a corrente no diodo de desmagnetização  $I_{Dp}$ , a tensão no diodo de desmagnetização  $V_{Dp}$ , as correntes nos diodos secundários  $I_{Ds1}$  e  $I_{Ds2}$ , bem como as tensões nos diodos secundários  $V_{Ds1}$  e  $V_{Ds2}$ . Nas curvas, são empregadas as seguintes relações de espiras dos enrolamentos do transformador de alta frequência:

$$n_1 = \frac{N_p}{N_d} \quad (2.24)$$

$$n_2 = \frac{N_s}{N_p} \quad (2.25)$$

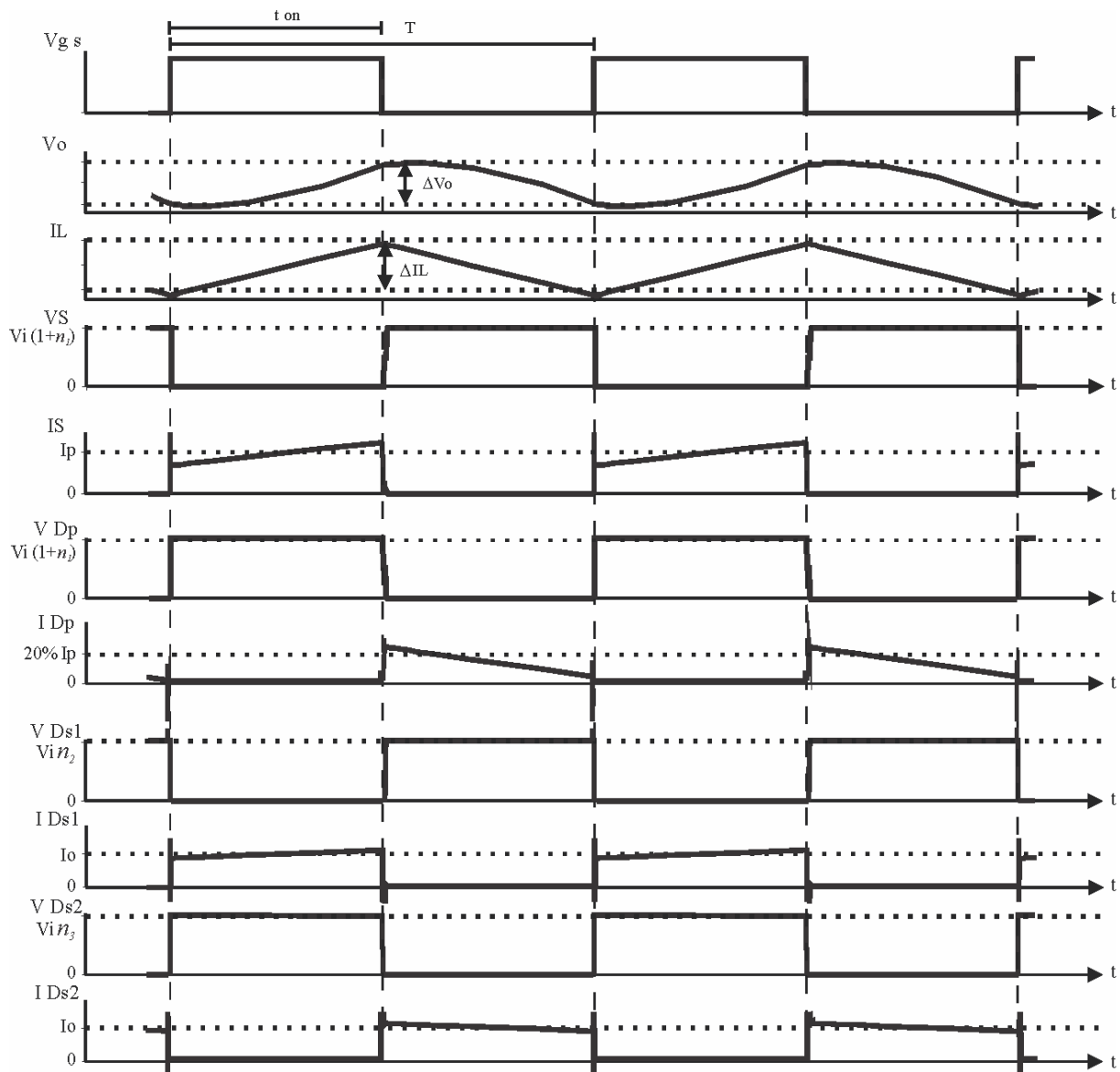
$$n_3 = \frac{N_s}{N_d} \quad (2.26)$$

onde  $N_p$  e  $N_s$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário e  $N_d$  é o número de espiras do enrolamento de desmagnetização.

Constata-se que, em virtude do controle da razão cíclica, o indutor é capaz de armazenar energia no campo magnético, posteriormente descarregando-a no estágio de saída. Assim, surge uma ondulação de alta frequência tanto na corrente do indutor quanto na tensão do capacitor em virtude do processo de carga e descarga.

Considerando elementos semicondutores ideais, o ganho estático para o conversor *forward* a um interruptor em modo de condução contínua é dado pela equação (2.27) [12]:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.27)$$



**Fig. 2.7 – Formas de onda representando a operação do conversor *forward* a um interruptor em modo de condução contínua.**

A partir das equações (2.25) e (2.27) é obtida a relação de tensão de entrada e tensão de saída do conversor *forward* a um interruptor:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_s}{N_p} = V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (2.28)$$

Por meio das expressões (2.27) e (2.28), verifica-se que a operação em modo abaixador ou elevador é possível, diferentemente do conversor *buck*, em função da variação da razão cíclica ou da relação de espiras do transformador de alta frequência.

O máximo valor teórico para a razão cíclica do interruptor de modo a permitir a desmagnetização do transformador é dada por:

$$D_{\text{máx}} = \frac{1}{1 + \frac{N_d}{N_p}} \quad (2.29)$$

Considerando que tipicamente  $N_d = N_p$ , tem-se  $D_{\text{máx}} = 0,5$ . Em termos práticos, a máxima razão cíclica deve ser menor que este valor para evitar a saturação magnética do transformador.

Efetivamente, os valores da indutância e da capacitância serão inversamente proporcionais às ondulações de corrente e tensão pico a pico  $\Delta I_L$  e  $\Delta V_c$ , respectivamente. Desta forma, o indutor e o capacitor de filtro podem ser dimensionados de acordo com as seguintes expressões (2.30) e (2.31) [4]:

$$L = \frac{V_i \cdot (1 - D) \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.30)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.31)$$

Além disso, a resistência série do capacitor é definida por (2.32):

$$R_C = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.32)$$

Para o cálculo físico do indutor de filtragem e transformador de alta frequência, são utilizadas as equações (2.33) e (2.34) [12]. Os detalhes da metodologia de projeto físico de indutores e transformadores operando em altas frequências são apresentados no Anexo A [13].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{o(\text{máx})}^2}{k_w \cdot B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}}} \quad (2.33)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot J_{\text{máx}}} \quad (2.34)$$

Observando ainda a Fig. 2.7, é possível constatar as formas de onda que se traduzem nos valores máximos de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores. Conforme foi mencionado anteriormente, estes esforços têm impacto direto nas perdas e no rendimento do conversor e devem ser devidamente determinados. Além disso, deve-se ressaltar que o custo de um dado elemento semicondutor depende diretamente dos esforços máximos que o dispositivo pode suportar.

Os esforços de corrente e de tensão no interruptor controlado do conversor *forward* podem ser obtidos de acordo com as expressões seguintes, considerando a elevação de 20% da corrente de primário devido à corrente de magnetização [12] [18]:

$$I_{S(\text{máx})} = I_p = \frac{1,2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (2.35)$$

$$I_{S(\text{ef})} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.36)$$

$$I_{S(med)} = I_P \cdot D \quad (2.37)$$

$$V_{S(máx)} = V_i \cdot \left( 1 + \frac{N_p}{N_d} \right) \quad (2.38)$$

onde  $I_{S(máx)}$ ,  $I_{S(ef)}$  e  $I_{S(med)}$  são os valores máximo, eficaz e médio da corrente no interruptor em ampères, respectivamente, sendo que  $V_{S(máx)}$  é a máxima tensão a que o componente está submetido.

Os esforços de corrente e de tensão no nos diodos do conversor *forward* podem ser obtidos de acordo com as expressões apresentadas na sequência. Para o diodo  $D_{s1}$ , o qual se encontra polarizado diretamente quando o interruptor está conduzindo, tem-se [12] [18]:

$$I_{Ds1(máx)} = I_o(máx) \quad (2.39)$$

$$I_{Ds1(ef)} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.40)$$

$$I_{Ds1(med)} = I_o \cdot D \quad (2.41)$$

$$V_{Ds(máx)} = V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.42)$$

Para o diodo  $D_{s2}$ , o qual se encontra polarizado diretamente pelo indutor de filtro quando o interruptor está bloqueado, tem-se [12] [18]:

$$I_{Ds2(máx)} = I_o(máx) \quad (2.43)$$

$$I_{Ds2(ef)} = I_o \cdot \sqrt{1-D} \quad (2.44)$$

$$I_{Ds2(med)} = I_o \cdot (1-D) \quad (2.45)$$

$$V_{Ds2(máx)} = V_i \cdot \frac{N_s}{N_d} \quad (2.46)$$

Para o diodo  $D_p$  responsável por conduzir a corrente de desmagnetização, tem-se [12] [18]:

$$I_{Dp(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,24 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (2.47)$$

$$I_{Dp(ef)} = 0,2 \cdot I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.48)$$

$$I_{Dp(med)} = 0,2 \cdot I_p \cdot D \quad (2.49)$$

$$V_{Dp(máx)} = V_i \cdot \left( 1 + \frac{N_d}{N_p} \right) \quad (2.50)$$

onde  $I_{Ds(máx)}$ ,  $I_{Ds(ef)}$  e  $I_{Ds(med)}$  são os valores máximos, eficazes e médio da corrente nos diodos secundários em ampères e  $V_{Ds(máx)}$  é a máxima tensão nestes diodos secundários. Para o diodo primário de desmagnetização, os parâmetros  $I_{Dp(máx)}$ ,  $I_{Dp(ef)}$  e  $I_{Dp(med)}$  correspondem às correntes máxima, eficaz e média em ampères, sendo que  $V_{Dp(máx)}$  é a máxima tensão de bloqueio em volts.

### 2.3.2 - CONVERSOR *FORWARD* A DOIS INTERRUPTORES

O conversor *forward* a dois interruptores também é uma estrutura derivada do conversor *buck* que emprega um transformador de alta frequência. A inclusão de um interruptor e um diodo de desmagnetização adicional representa uma evolução do conversor com apenas um interruptor, pois isso elimina a necessidade do enrolamento de desmagnetização. Assim, o próprio enrolamento primário realiza a desmagnetização quando os dois interruptores são bloqueados. Esta característica determina que a máxima razão cíclica teórica ( $D_{máx}$ ) não pode ultrapassar 0,5 [12].

A condição a ser garantida neste conversor é que os dois interruptores entrem em condução e sejam bloqueados simultaneamente [17]. A Fig. 2.8 representa o conversor *forward* a dois interruptores, o qual é constituído por uma fonte de tensão contínua de entrada  $V_i$ , dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , dois diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$ , um transformador de alta frequência que possui um enrolamento primário representado por  $N_p$  e um enrolamento secundário representado por  $N_s$ , dois diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , um indutor de filtro de saída  $L$ , um capacitor de filtro de saída  $C_o$  associado a sua resistência série  $R_c$ , e uma resistência de carga  $R_o$ , onde é aplicada a tensão de saída CC dada por  $V_o$ .

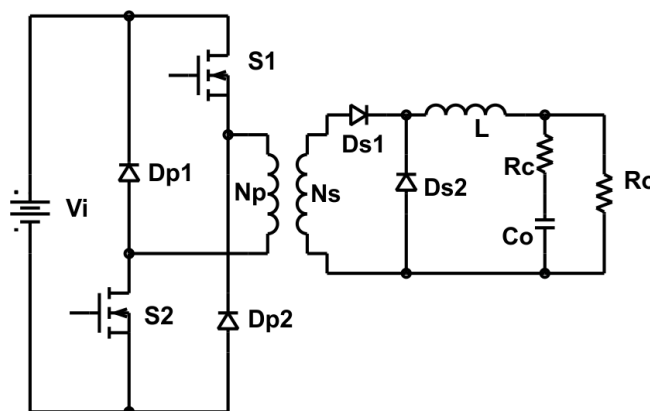


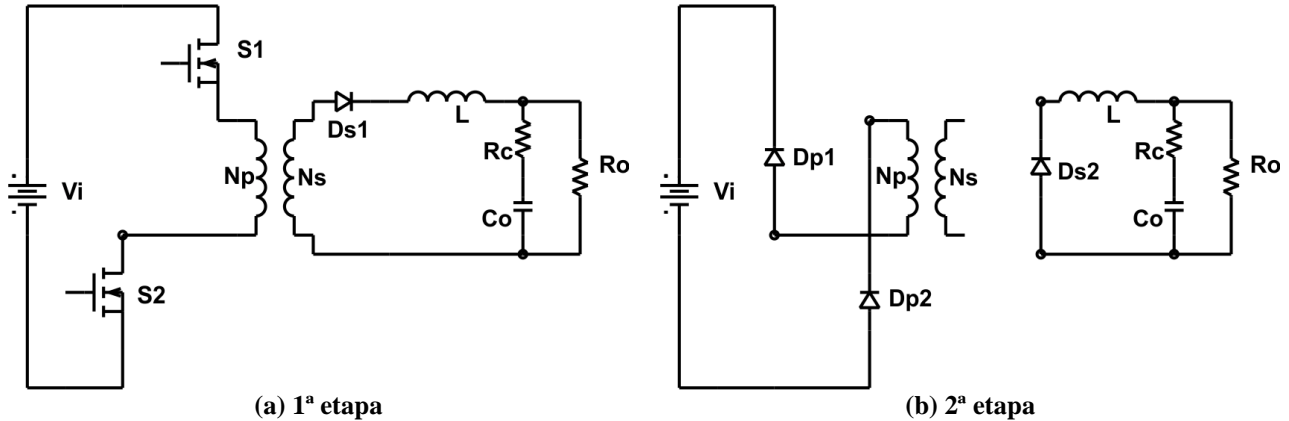
Fig. 2.8 – Conversor *forward* a dois interruptores.

De forma análoga ao conversor *forward* com um interruptor, a estrutura com dois interruptores é capaz de operar em três modos distintos: condução contínua, condução descontínua e condução crítica [17]. Como foi anteriormente mencionado, este trabalho foca apenas a operação em modo contínuo.

A operação do conversor *forward* com dois interruptor pode ser definida a partir de duas etapas de funcionamento, conforme mostra a Fig. 2.9.

Na primeira etapa (Fig. 2.9 (a)), os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  entram em condução, sendo que os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  e o diodo secundário  $D_{s2}$  encontram-se bloqueados. Por outro lado, o diodo  $D_{s1}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos do transformador.

Na segunda etapa (Fig. 2.9 (b)), os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados e o diodo  $D_{s1}$  é reversamente polarizado. A energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio do diodo  $D_{s2}$ , sendo que a corrente neste elemento magnético decresce linearmente. Em virtude da polaridade dos enrolamentos, os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  são polarizados diretamente, permitindo que a energia armazenada na indutância magnetizante do transformador seja devolvida à fonte  $V_i$ .



**Fig. 2.9 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor *forward* a dois interruptores em modo de condução contínua.**

A Fig. 2.10 apresenta as formas de onda para o conversor *forward* a com dois interruptores no modo de condução contínua, incluindo a corrente no indutor  $I_L$ , a tensão de saída  $V_o$ , as correntes nos interruptores  $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ , as tensões nos interruptores  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ , as correntes nos diodos de desmagnetização  $I_{Dp1}$  e  $I_{Dp2}$ , as tensões nos diodos de desmagnetização  $V_{Dp1}$  e  $V_{Dp2}$ , as correntes nos diodos secundários  $I_{Ds1}$  e  $I_{Ds2}$ , bem como as tensões nos diodos secundários  $V_{Ds1}$  e  $V_{Ds2}$ . Da mesma forma que no conversor *forward* a um interruptor, pode-se observar que, em virtude do controle da razão cíclica, o indutor é capaz de armazenar energia no campo magnético, posteriormente descarregando-a no estágio de saída. Assim, surge uma ondulação de alta frequência tanto na corrente do indutor quanto na tensão do capacitor devido ao processo de carga e descarga.

Nas curvas, tem-se a relação de espiras dos enrolamentos do transformador de alta frequência dada por  $n_2$ , onde  $N_p$  e  $N_s$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário respectivamente.

$$n_2 = \frac{N_s}{N_p} \quad (2.51)$$

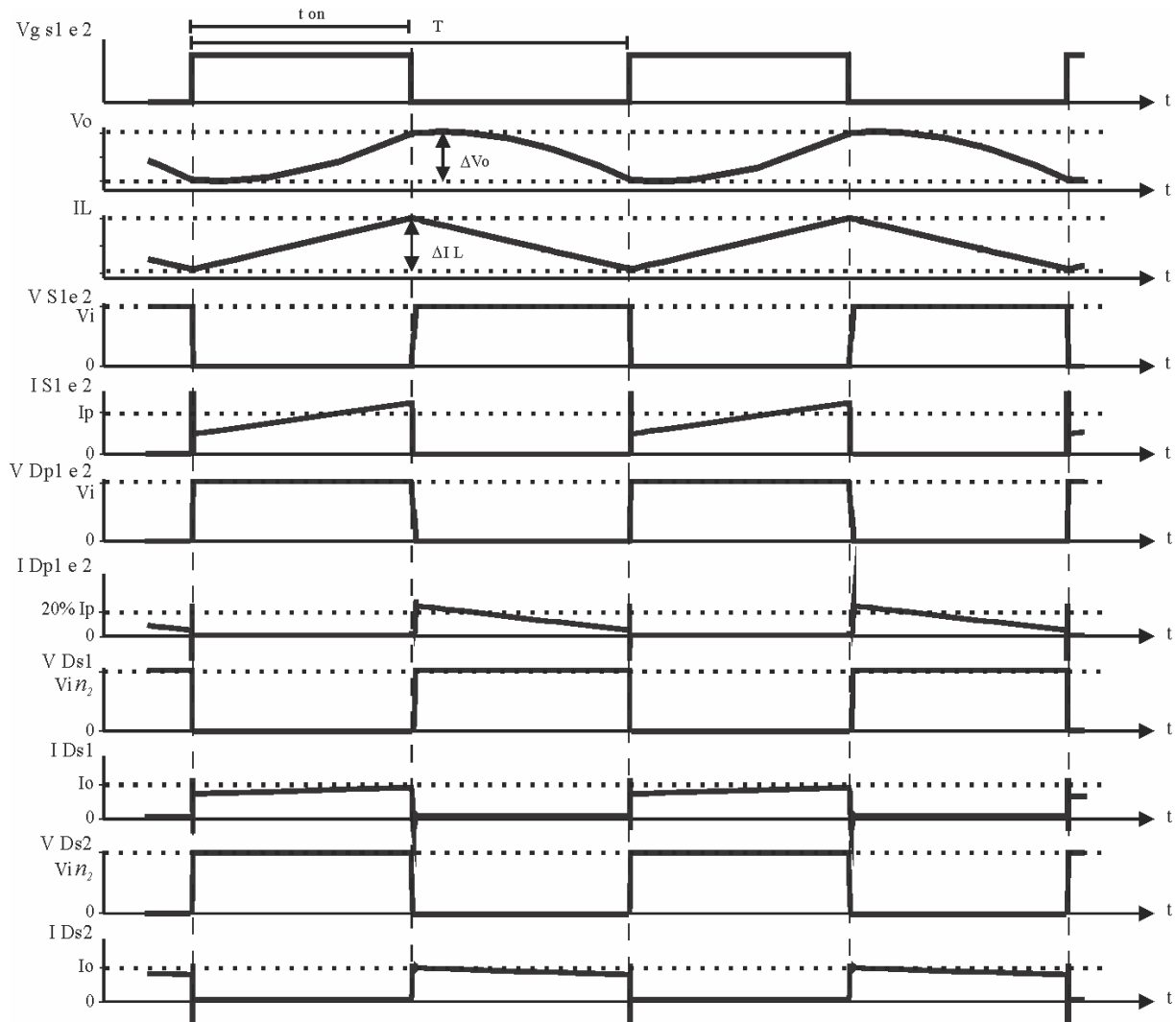
Considerando elementos semicondutores ideais, o ganho estático para o conversor *forward* a dois interruptores em modo de condução contínua também é dado por (2.52) [12]:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.52)$$

Das equações (2.51) e (2.52) é obtida a relação de tensão de entrada e tensão de saída do conversor *forward* a dois interruptores:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_s}{N_p} = V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (2.53)$$

sendo  $N_p$  e  $N_s$  os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Novamente por meio da expressão (2.52), constata-se que a operação em modo abaixador ou elevador é possível, assim como no conversor *forward* a um interruptor.



**Fig. 2.10** – Formas de onda representando a operação do conversor *forward* a dois interruptores em modo de condução contínua.

O máximo valor teórico para a razão cíclica do interruptor de modo a permitir a desmagnetização do transformador é  $D_{máx} = 0,5$ . Em termos práticos, a máxima razão cíclica deve ser menor que este valor para evitar a saturação magnética do transformador.

Efetivamente, os valores da indutância e da capacitância serão inversamente proporcionais às ondulações de pico a pico  $\Delta I_L$  e  $\Delta V_c$ , respectivamente. Desta forma, o indutor e o capacitor de filtro podem ser dimensionados de acordo com as seguintes expressões (2.54) e (2.55) [12]:

$$L = \frac{V_i \cdot (1 - D) \cdot D}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.54)$$



$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.55)$$

Além disso, a resistência série do capacitor é definida por:

$$R_C = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.56)$$

Para o cálculo físico do indutor de filtragem e do transformador de alta frequência, são utilizadas as expressões (2.57) e (2.58) [12].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{o(máx)}^2}{k_w \cdot B_{máx} \cdot J_{máx}} \quad (2.57)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot J_{máx}} \quad (2.58)$$

De forma análoga ao conversor *forward* a um interruptor, é possível constatar as formas de onda que se traduzem nos valores máximos de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores. Os esforços de corrente e de tensão nos interruptores controlado do conversor *forward* podem ser obtidos de acordo com as seguintes expressões [12] [18], considerando o acréscimo de 20% da corrente de primário para magnetização do transformador:

$$I_{S(máx)} = I_p = \frac{1,2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (2.59)$$

$$I_{S(ef)} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.60)$$

$$I_{S(med)} = I_p \cdot D \quad (2.61)$$

$$V_{S(máx)} = V_i \quad (2.62)$$

onde  $I_{S(máx)}$ ,  $I_{S(ef)}$  e  $I_{S(med)}$  são os valores da corrente máxima, eficaz e média no interruptor em ampères, enquanto  $V_{S(máx)}$  é a máxima tensão reversa.

Os esforços de corrente e de tensão nos diodos do conversor *forward* a dois interruptores podem ser obtidos de acordo com as expressões dadas em [12] e [18]. Para o diodo  $D_{s1}$ , tem-se:

$$I_{Ds1(máx)} = I_o \quad (2.63)$$

$$I_{Ds1(ef)} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.64)$$

$$I_{Ds1(med)} = I_o \cdot D \quad (2.65)$$

$$V_{Ds1(máx)} = V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.66)$$

Para o diodo  $D_{s2}$ , tem-se:

$$I_{Ds2(máx)} = I_{o(máx)} \quad (2.67)$$

$$I_{Ds2(ef)} = I_o \cdot \sqrt{1-D} \quad (2.68)$$

$$I_{Ds2(med)} = I_o \cdot (1-D) \quad (2.69)$$

$$V_{Ds2(máx)} = V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.70)$$

Para os diodos  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$ , tem-se:

$$I_{Dp(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (2.71)$$

$$I_{Ds(ef.)} = 0,2 \cdot I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.72)$$

$$I_{Ds(med)} = 0,2 \cdot I_p \cdot D \quad (2.73)$$

$$V_{Dp(máx)} = V_i \quad (2.74)$$

onde  $I_{Ds1(máx)}$ ,  $I_{Ds1(ef)}$  e  $I_{Ds1(med)}$  são os valores máximos, eficazes e média das correntes nos diodos secundários em ampères e  $V_{Ds(máx)}$  é a máxima tensão nestes diodos. Para os diodos primários de desmagnetização, tem-se  $I_{Dp(máx)}$ ,  $I_{Dp(ef)}$  e  $I_{Dp(med)}$  para as correntes máxima, eficaz e média em ampères e  $V_{Dp(máx)}$  para as máximas tensões de bloqueio em volts.

### 2.3.3 - CONVERSOR *PUSH-PULL*

O conversor *push-pull* também é uma estrutura derivada do conversor *buck* e também apresenta a otimização do transformador em relação aos conversores *forward* anteriormente descritos. Esta estrutura é adequada para pequenas potências, menores do 500W, em função de propiciar um mau aproveitamento do transformador e dificultar o emprego da técnica para evitar a saturação no núcleo devido à desigualdade entre os tempos de comutação dos interruptores. Também é recomendado para baixas tensões em função de submeter os interruptores a altas tensões. No conversor *push-pull*, a magnetização e a desmagnetização são usadas para transferência dos pulsos de tensão para o indutor de filtro. Esse conversor emprega um transformador com *tap* central operando em alta frequência, composto por dois enrolamentos primários e dois enrolamentos secundários.

As tensões e correntes nos diodos secundários e o filtro de saída são calculados de modo semelhante ao conversor *forward*. Deve-se considerar que a frequência da corrente do filtro de saída também é o dobro da frequência de comutação.

A Fig. 2.11 representa a topologia do conversor, a qual é constituída pela fonte de tensão contínua  $V_i$ , dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , um transformador de alta frequência, que possui dois enrolamentos primários, representados por  $N_{p1}$  e  $N_{p2}$  e dois enrolamentos secundários, representados por  $N_{s1}$  e  $N_{s2}$ , dois diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , um indutor de filtro de saída  $L$ , um capacitor de

filtro de saída  $C_o$  associado a sua respectiva resistência série  $R_C$ , e uma resistência de carga  $R_o$ , onde é aplicada a tensão de saída CC dada por  $V_o$ .

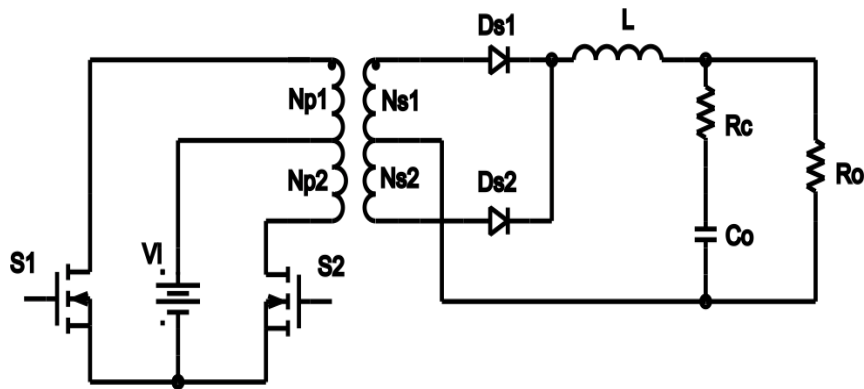


Fig. 2.11 – Conversor *push-pull*.

A operação do conversor *push-pull* em modo de condução contínua com dois interruptores pode ser definida a partir de quatro etapas de funcionamento, conforme mostra a Fig. 2.12.

Na primeira etapa (Fig. 2.12 (a)), o interruptor  $S_1$  entra em condução e o interruptor  $S_2$  está bloqueado e submetido a duas vezes a tensão  $V_i$  em função do duplo enrolamento primário. O diodo secundário  $D_{s1}$  também se encontra bloqueado. Por outro lado, o diodo  $D_{s2}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos  $N_{p1}$  e  $N_{s2}$  do transformador.

Na segunda etapa (Fig. 2.12 (b)), os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados, ao passo que os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente, conduzindo metade da corrente. A energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio dos enrolamentos secundários do transformador, sendo que a corrente neste elemento magnético decresce linearmente.

De forma semelhante ao primeiro estágio, a terceira etapa (Fig. 2.12 (c)) se inicia com o interruptor  $S_2$  entrando em condução, sendo que o interruptor  $S_1$ , (submetido a duas vezes a tensão  $V_i$ .) e o diodo secundário  $D_{s2}$  encontram bloqueados. O diodo  $D_{s1}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos  $N_{p2}$  e  $N_{s1}$  do transformador.

A quarta etapa (Fig. 2.12 (d)) é idêntica ao segundo estágio, pois os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados e os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente, conduzindo a energia armazenada no campo magnético do indutor de filtro.

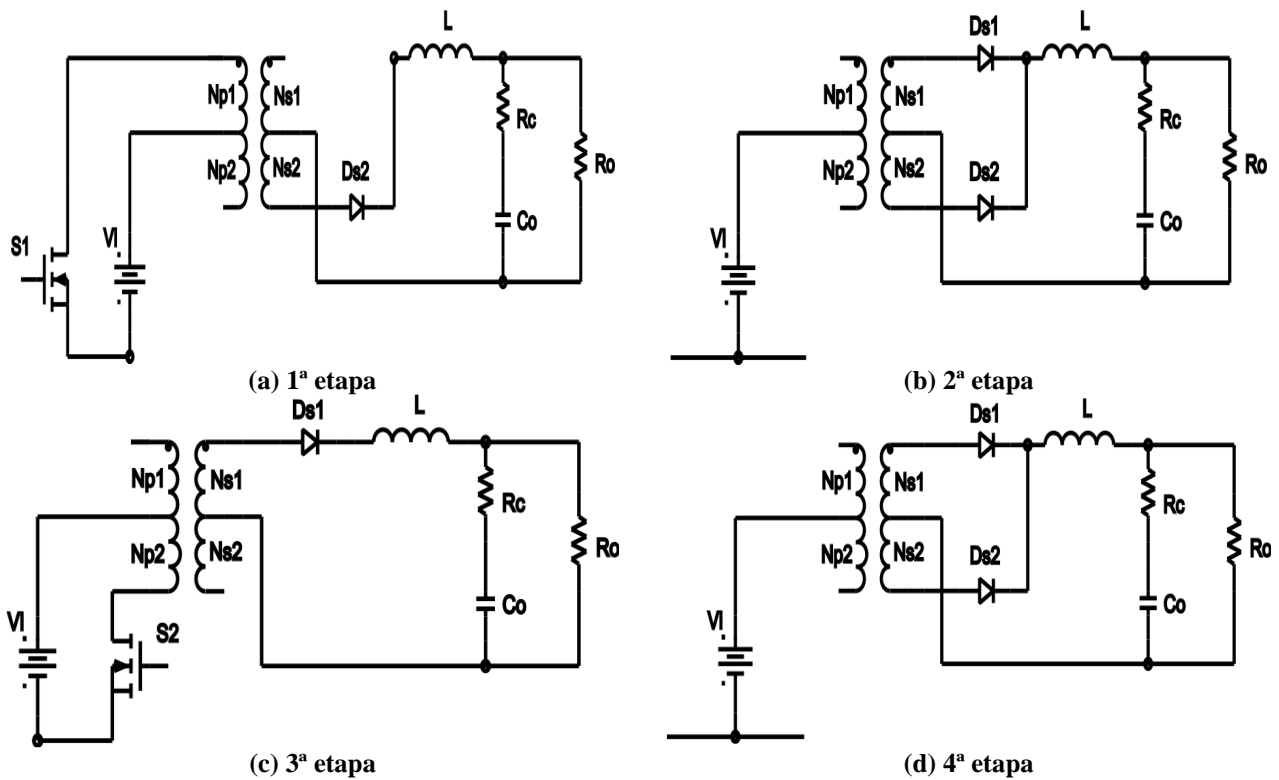


Fig. 2.12 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor *push-pull* em modo de condução contínua.

A Fig. 2.13 apresenta as formas de onda para o conversor *push-pull* no modo de condução contínua, incluindo a corrente no indutor  $I_L$ , a tensão de saída  $V_o$ , as correntes nos interruptores  $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ , as tensões nos interruptores  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ , as correntes nos diodos secundários  $I_{Ds1}$  e  $I_{Ds2}$ , bem como as tensões nos diodos secundários  $V_{Ds1}$  e  $V_{Ds2}$ .

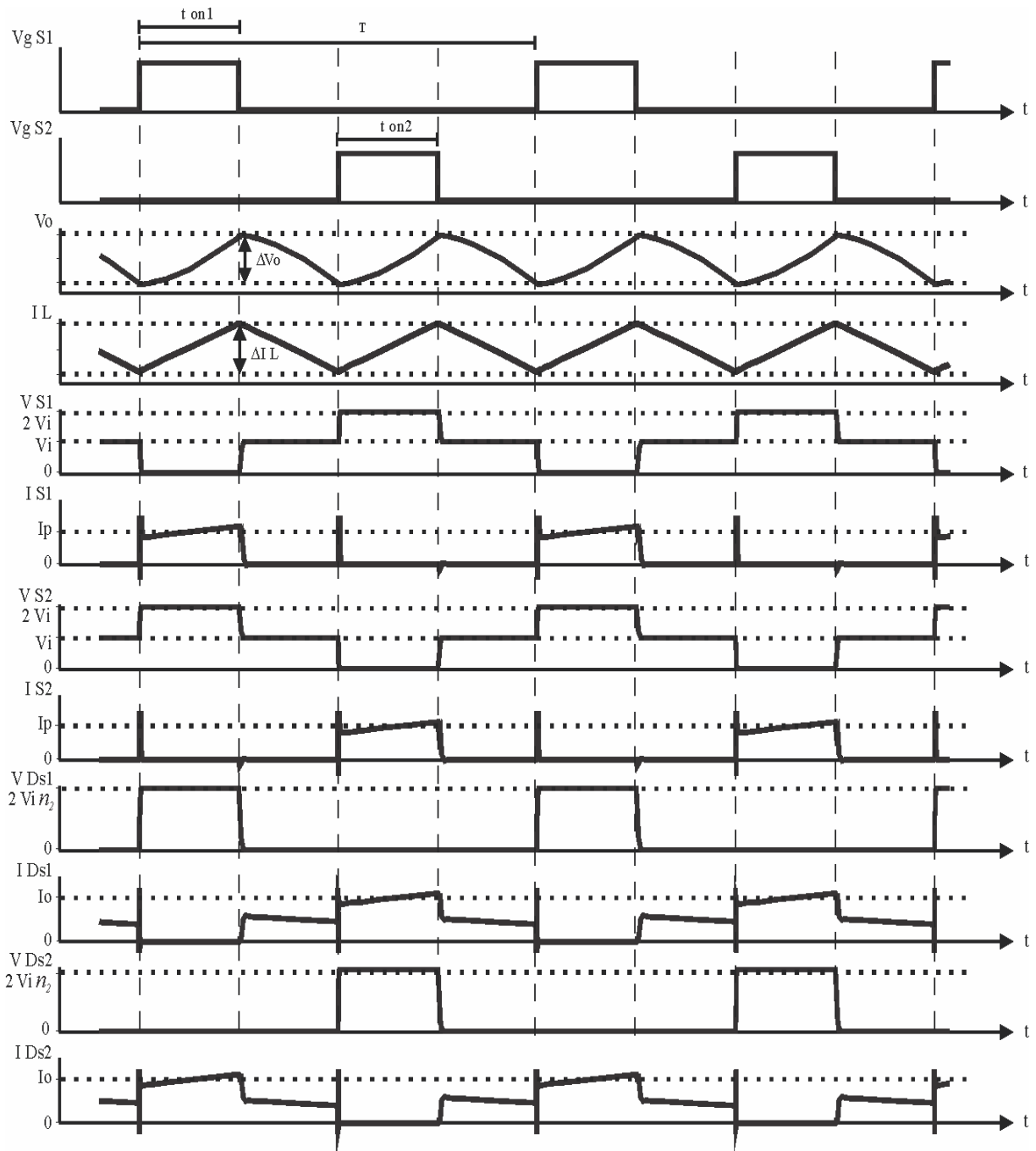
Da mesma forma que o conversor *forward* a um e a dois interruptores, pode-se observar que, em virtude do controle da razão cíclica, o indutor é capaz de armazenar energia no campo magnético, posteriormente descarregando-a no estágio de saída. Assim, surge uma ondulação, mas com o dobro da frequência de comutação, tanto na corrente do indutor quanto na tensão do capacitor em virtude do processo de carga e descarga.

Nas curvas, emprega-se a relação de espiras dos enrolamentos do transformador de alta frequência dada por:

$$n_2 = \frac{N_{s1}}{N_{p1}} = \frac{N_{s2}}{N_{p2}} \quad (2.75)$$

Considerando elementos semicondutores ideais, o ganho estático para o conversor *push-pull* em modo de condução contínua também é dado por (2.76) [12]:

$$G = \frac{V_o}{2 \cdot V_i} = D \cdot \frac{N_{s1}}{N_{p1}} = D \cdot \frac{N_{s2}}{N_{p2}} \quad (2.76)$$



**Fig. 2.13 – Formas de onda representando a operação do conversor *push-pull* em modo de condução contínua.** onde  $N_{p1}$ ,  $N_{p2}$  e  $N_{s1}$ ,  $N_{s2}$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Por meio da expressão (2.76), constata-se que a operação em modo abaixador ou elevador é possível, similar aos conversores *forward* a um e dois interruptores.

A partir das equações (2.75) e (2.76), é obtida a relação da tensão de entrada e a tensão de saída do conversor *push-pull*:

$$V_o = 2 \cdot V_i \cdot D \cdot \frac{N_s}{N_p} = 2 \cdot V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (2.77)$$

O máximo valor teórico para a razão cíclica dos interruptores de modo a permitir a desmagnetização do transformador é  $D_{máx} = 0,5$ . Na prática, a máxima razão cíclica deve ser menor que este valor para evitar a saturação magnética do transformador.

O indutor e o capacitor de filtro podem ser dimensionados de acordo com as seguintes expressões [18]:

$$L = \frac{V_i \cdot D_{máx} (1 - D_{máx})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.78)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.79)$$

A resistência série do capacitor é definida por:

$$R_c = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.80)$$

Para o projeto físico do indutor de filtro e do transformador de alta frequência, são utilizadas as equações (2.81) e (2.82) [12].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{o(máx)}^2}{k_w \cdot B_{máx} \cdot J_{máx}} \quad (2.81)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,5 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot J_{máx}} \quad (2.82)$$

De forma semelhante às topologias *forward* abordadas anteriormente, é possível constatar que as formas de onda que se traduzem nos valores máximos de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores. Os esforços de corrente e de tensão nos interruptores controlados  $S_1$  e  $S_2$  do conversor *push-pull* podem ser obtidos de acordo com as seguintes expressões [12] [18]:

$$I_{S(máx)} = I_p = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{máx}} \quad (2.83)$$

$$I_{S(ef)} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.84)$$

$$I_{S(med)} = I_p \cdot D \quad (2.85)$$

$$V_{S(máx)} = 2 \cdot V_i \quad (2.86)$$

onde  $I_{S(máx)}$  é a máxima corrente,  $I_{S(ef)}$  é o valor eficaz e  $I_{S(med)}$  é o valor médio da corrente nos interruptores em ampères e  $V_{S(máx)}$  é a máxima tensão a qual estes componentes estão submetidos.

Os esforços de corrente e de tensão nos diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  do conversor *push-pull* podem ser obtidos pelas seguintes igualmente pelas expressões [12] [18]:

$$I_{Ds(máx)} = I_o \quad (2.87)$$

$$I_{Ds(ef)} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.88)$$

$$I_{D_s(med)} = I_o \cdot D \quad (2.89)$$

$$V_{D_s(máx)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.90)$$

sendo  $I_{D_s(máx)}$ ,  $I_{D_s(ef)}$  e  $I_{D_s(med)}$  as correntes máxima, eficaz e média nos diodos secundários e  $V_{D_s(máx)}$  é máxima tensão à qual os diodos secundários estão submetidos.

### 2.3.4 - CONVERSOR EM MEIA PONTE (*HALF-BRIDGE*)

O conversor em meia ponte ou *half-bridge* também é uma estrutura derivada do conversor *buck* que emprega um transformador de *tap* central operando em alta frequência. As tensões máximas nos interruptores equivalem à tensão de entrada. Porém, as correntes correspondem ao dobro do valor da corrente nos elementos semicondutores do que ocorre no conversor *push-pull*. As tensões e as correntes nos diodos e o filtro de saída são calculadas de modo semelhante ao conversor *forward*. Deve-se considerar que a frequência da corrente do filtro de saída é o dobro da frequência de comutação.

Os diodos em antiparalelo com os interruptores são chamados de diodos de recuperação e têm por finalidade devolver à fonte e a energia acumulada na indutância de dispersão do transformador. Ao mesmo tempo, estes elementos impedem que um dado interruptor fique submetido a uma tensão reversa negativa. É importante ressaltar que devem ser empregados diodos rápidos com tensão de bloqueio maior que a tensão nominal dos interruptores [18].

A Fig. 2.14 representa a topologia do conversor, que é constituído por duas fontes de tensão contínua com metade da tensão total  $V_i$ , dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , dois diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$ , um transformador de alta frequência, que possui um enrolamento primário representado por  $N_p$  e dois enrolamentos secundários representados por  $N_{s1}$  e  $N_{s2}$ , dois diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , um indutor de filtro de saída  $L$ , um capacitor de filtro de saída  $C_o$  e a sua respectiva resistência série  $R_c$ , e uma resistência de carga  $R_o$ , onde é aplicada a tensão de saída CC dada por  $V_o$ .

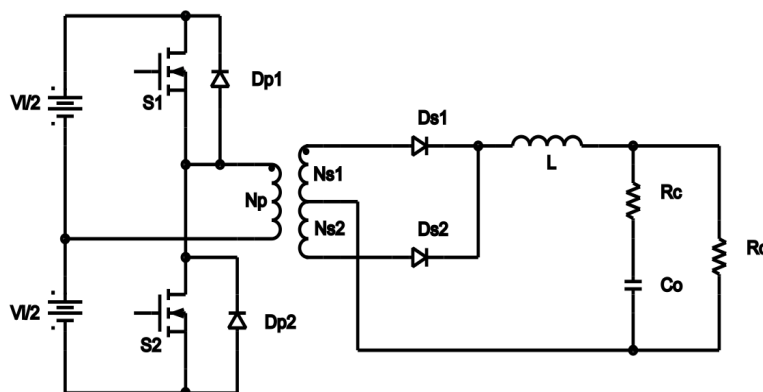


Fig. 2.14 – Conversor em meia ponte.

A operação em modo de condução contínua do conversor em meia ponte pode ser definida a partir de quatro etapas de funcionamento, conforme mostra a Fig. 2.15.

Na primeira etapa (Fig. 2.15 (a)), o interruptor  $S_1$  entra em modo de condução, sendo que o interruptor  $S_2$ , os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  e o diodo secundário  $D_{s2}$  encontram-se bloqueados. Por outro lado, o diodo  $D_{s1}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético dos enrolamentos  $N_p$  e  $N_{s1}$  do transformador.

Na segunda etapa (Fig. 2.15 (b)), os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados. Os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente e a energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio dos indutores secundários do transformador, sendo que a corrente neste elemento magnético decresce linearmente. Em virtude da polaridade do enrolamento primário, o diodo de desmagnetização  $D_{p2}$  fica polarizado diretamente, permitindo que a energia armazenada na indutância magnetizante do transformador e seja devolvida a uma das fontes  $V_i/2$ .

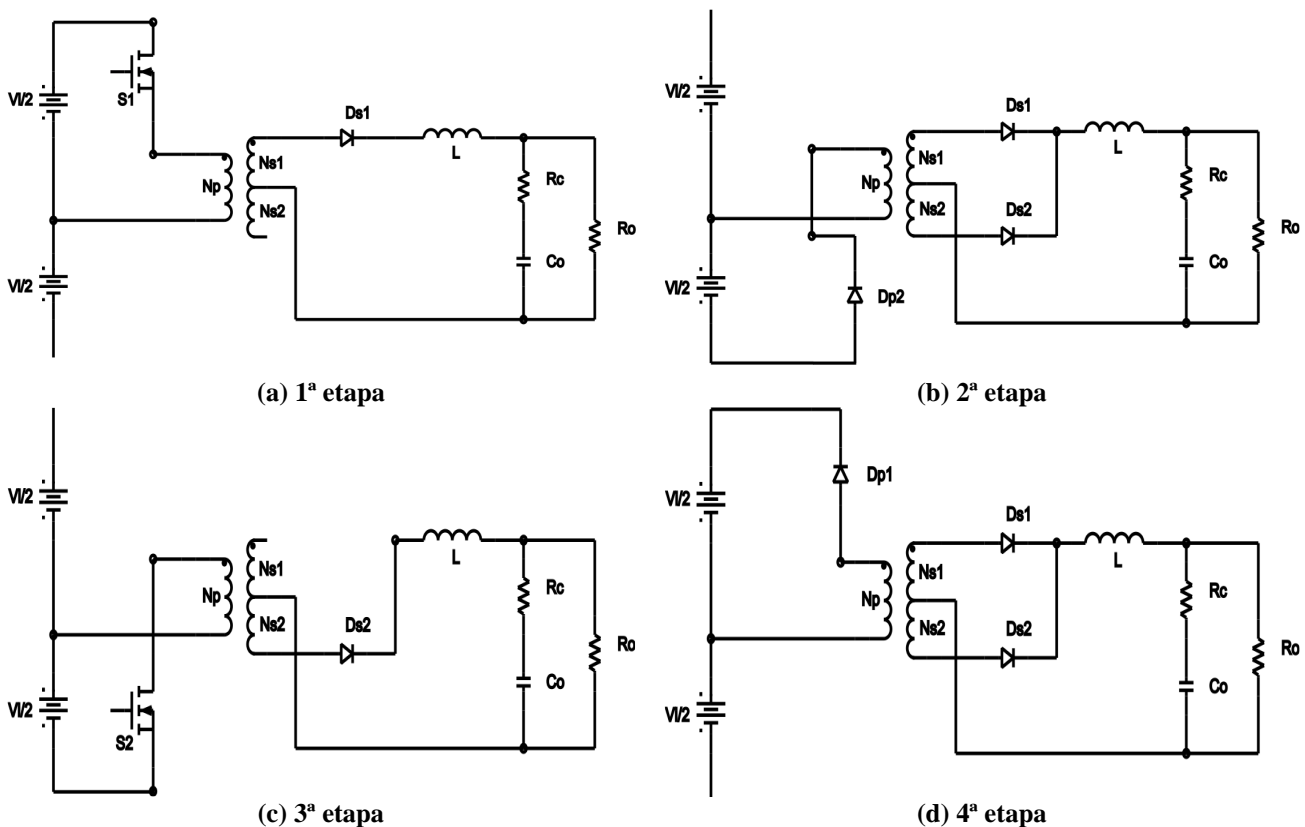


Fig. 2.15 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor em meia ponte em modo de condução contínua.

De forma análoga ao primeiro estágio, a terceira etapa (Fig. 2.15 (c)) se inicia com o interruptor  $S_2$  entrando em condução. O interruptor  $S_1$ , os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  e o diodo secundário  $D_{s1}$  estão bloqueados. O diodo  $D_{s2}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos  $N_p$  e  $N_{s2}$  do transformador.



A quarta etapa (Fig. 2.15 (d)) é semelhante ao segundo estágio, visto que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados. Os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente e a energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio dos indutores secundários do transformador. A polaridade do enrolamento primário permite que o diodo de desmagnetização  $D_{p1}$  entre em condução, de modo que a energia armazenada na indutância magnetizante do transformador seja devolvida a uma das fontes  $V_i/2$ .

A Fig. 2.16 apresenta as formas de onda para o conversor em meia ponte no modo de condução contínua, incluindo a corrente no indutor  $I_L$ , a tensão de saída  $V_o$ , as correntes nos interruptores  $I_{s1}$  e  $I_{s2}$ , as tensões nos interruptores  $V_{s1}$  e  $V_{s2}$ , as correntes nos diodos de desmagnetização  $I_{Dp1}$  e  $I_{Dp2}$ , as tensões nos diodos de desmagnetização  $V_{Dp1}$  e  $V_{Dp2}$ , as correntes nos diodos secundários  $I_{Ds1}$  e  $I_{Ds2}$ , bem como as tensões nos diodos secundários  $V_{Ds1}$  e  $V_{Ds2}$ .

Da mesma forma do conversor *forward* com um e a dois interruptores e *push-pull*, pode-se observar que, em virtude do controle da razão cíclica, o indutor é capaz de armazenar energia no campo magnético, posteriormente descarregando-a no estágio de saída, assim surge uma ondulação. Porém, de modo análogo à topologia *push-pull*, tanto a corrente do indutor quanto a tensão do capacitor possuem ondulações cuja frequência é igual ao dobro da frequência de comutação, em virtude do processo de carga e descarga.

Nas curvas, emprega-se a relação de espiras dos enrolamentos do transformador de alta frequência dada por:

$$n_2 = \frac{N_{s1}}{N_p} = \frac{N_{s2}}{N_p} \quad (2.91)$$

Considerando elementos semicondutores ideais, o ganho estático para o conversor em meia ponte em modo de condução contínua é dado por [12]:

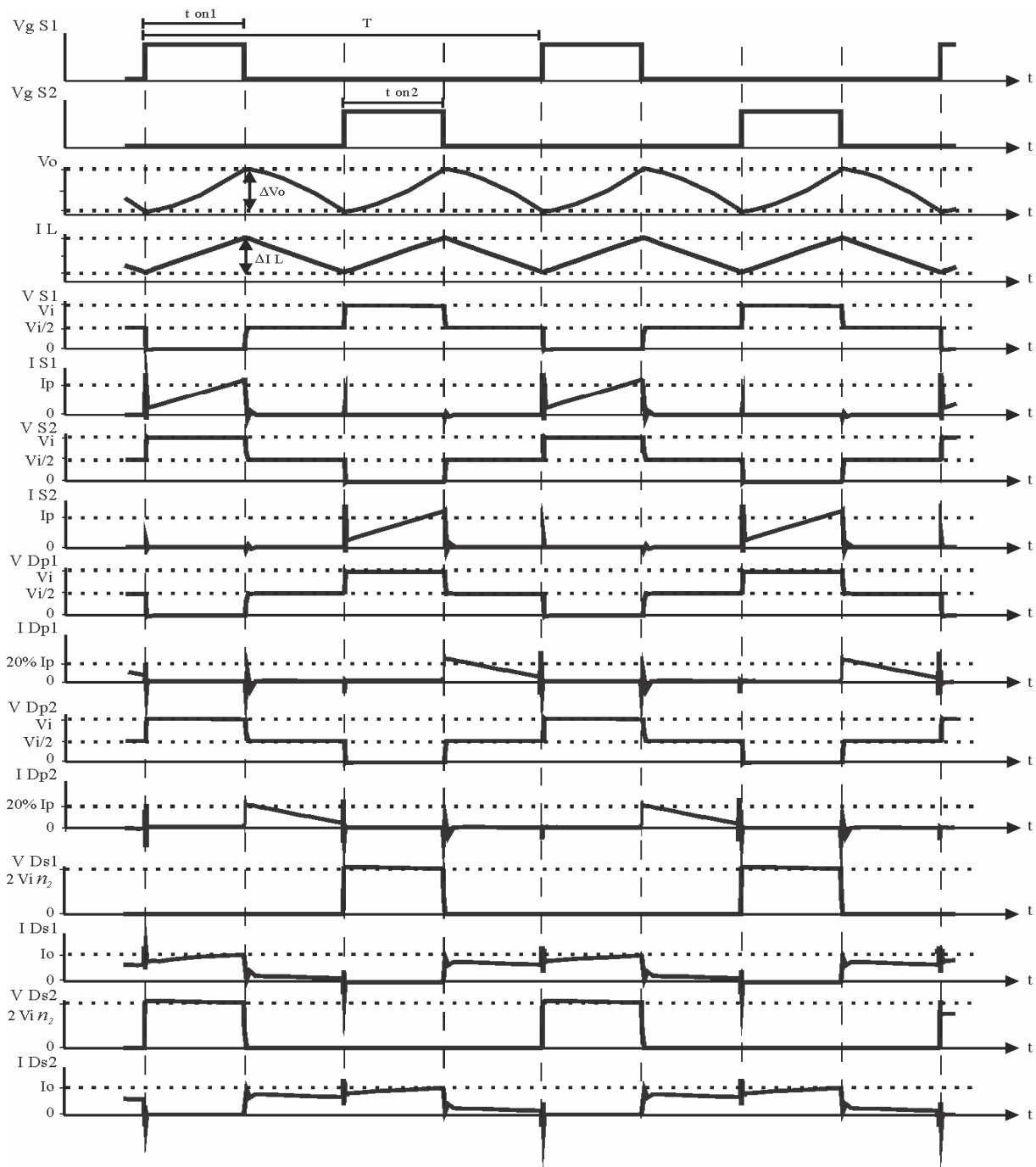
$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{N_{s1}}{N_p} = D \cdot \frac{N_{s2}}{N_p} \quad (2.92)$$

onde  $N_p$ , e  $N_{s1}$ ,  $N_{s2}$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Por meio da expressão (2.92), constata-se que a operação em modo abaixador ou elevador é possível, assim como nos demais conversores isolados previamente estudados.

Novamente, tem-se que o máximo valor teórico para a razão cíclica do interruptor de modo a permitir a desmagnetização do transformador é  $D_{máx} = 0,5$ .

A partir das equações (2.91) e (2.92), é obtida a relação da tensão de entrada em relação à tensão de saída do conversor de meia ponte:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_{s1}}{N_p} = V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (2.93)$$



**Fig. 2.16 – Formas de onda representando a operação do conversor em meia ponte em modo de condução contínua.**

O indutor e o capacitor de filtro podem ser dimensionados de acordo com as seguintes expressões [4] [18]:

$$L = \frac{V_i \cdot D_{\text{máx}} \cdot (1 - D_{\text{máx}})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.94)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.95)$$

Além disso, a resistência série do capacitor é definida por:

$$R_C = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.96)$$

Para o cálculo físico do indutor de filtro e do transformador de alta frequência, são utilizadas as equações (2.97) e (2.98) [12].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{o(máx)}^2}{k_w \cdot B_{máx} \cdot J_{máx}} \quad (2.97)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,5 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot J_{máx}} \quad (2.98)$$

Os esforços de corrente e de tensão nos interruptores controlados  $S_1$  e  $S_2$  do conversor em meia ponte podem ser obtidos de acordo com as seguintes expressões [12] [18]:

$$I_{S(máx)} = I_p = \frac{P_o}{\eta \cdot \frac{V_i}{2} \cdot D} \quad (2.99)$$

$$I_{S(ef)} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.100)$$

$$I_{S(med)} = \frac{I_p \cdot D}{2} \quad (2.101)$$

$$V_{S(máx)} = V_i \quad (2.102)$$

onde  $I_{S(máx)}$ ,  $I_{S(ef)}$  e  $I_{S(med)}$  são os valores da corrente máxima, eficaz e média nos interruptores em ampères, sendo que  $V_{S(máx)}$  é a máxima tensão de bloqueio em volts.

Os esforços de corrente e de tensão nos diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  para o conversor em meia ponte podem ser obtidos por equações similares àquelas apresentadas anteriormente [12] [18], isto é:

$$I_{Ds(máx)} = I_o \quad (2.103)$$

$$I_{Ds(ef)} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.104)$$

$$I_{Ds(med)} = I_o \cdot D \quad (2.105)$$

$$V_{Ds(máx)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.106)$$

Os diodos  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  podem ser dimensionados segundo as seguintes expressões [12] [18]:

$$I_{Dp(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,2 \cdot P_o}{\eta \cdot \frac{V_i}{2} \cdot D} \quad (2.107)$$

$$I_{Dp(ef)} = 0,2 \cdot I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.108)$$

$$I_{Dp(med)} = 0,2 \cdot I_p \cdot D \quad (2.109)$$

$$V_{Dp(máx)} = V_i \quad (2.110)$$

onde  $I_{Ds(máx)}$ ,  $I_{Ds(ef)}$  e  $I_{Ds(med)}$  são os valores da corrente máxima, eficaz e média nos diodos secundários em ampères e  $V_{Ds(máx)}$  é a máxima tensão de bloqueio. Para os diodos primários de desmagnetização, tem-se que  $I_{Dp(máx)}$ ,  $I_{Dp(ef)}$  e  $I_{Dp(med)}$  são as correntes máxima, eficaz e média em ampères e  $V_{Dp(máx)}$  é a máxima tensão de bloqueio em volts.

### 2.3.5 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA (*FULL-BRIDGE*)

O conversor em ponte completa ou *full-bridge* também é uma estrutura derivada do conversor *buck*, empregando um transformador com *tap* central de alta frequência composto por dois enrolamentos secundários. É similar ao conversor em meia ponte, mas os esforços de tensão e corrente nos interruptores são menores neste caso. A desvantagem deste conversor é a utilização de quatro interruptores, o que implica o aumento do custo da estrutura. Normalmente, recomenda-se sua aplicação em altas potências, isto é, acima de 1000 W [12].

As tensões e as correntes nos diodos e o filtro de saída são calculados de modo semelhante aos outros conversores isolados. Deve-se considerar que a frequência da corrente do filtro de saída também é o dobro da frequência de comutação [4].

Os diodos em antiparalelo com os interruptores são denominados diodos de recuperação e têm por finalidade devolver à fonte a energia acumulada na indutância de dispersão do transformador, assim como em outros conversores isolados básicos [12].

A Fig. 2.17 representa a topologia do conversor, o qual é constituído pela fonte de tensão contínua  $V_i$ , quatro interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , quatro diodos de desmagnetização  $D_{p1}$ ,  $D_{p2}$ ,  $D_{p3}$  e  $D_{p4}$ , um transformador de alta frequência, que possui um enrolamento primário representado por  $N_p$  e dois enrolamentos secundários representados por  $N_{s1}$  e  $N_{s2}$ , dois diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , um indutor de filtro de saída  $L$ , um capacitor de filtro de saída  $C_o$  com a sua respectiva resistência série  $R_c$ , e uma resistência de carga  $R_o$ , onde é aplicada a tensão de saída CC dada por  $V_o$ .

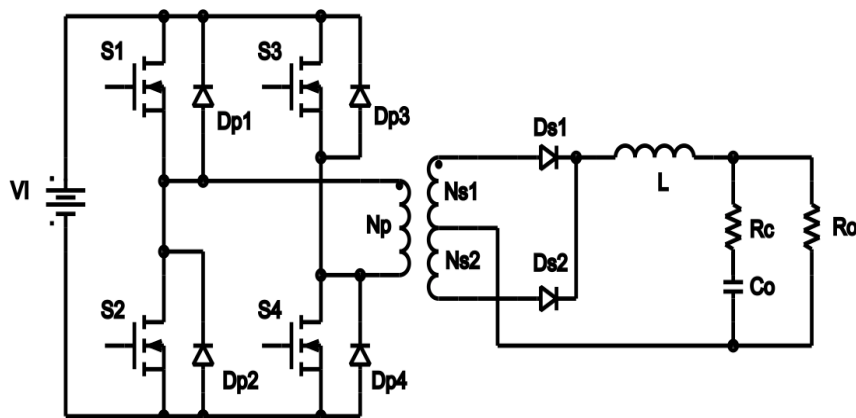


Fig. 2.17 – Conversor em ponte completa.

A operação em modo de condução contínua do conversor em ponte completa pode ser definida a partir de quatro etapas de funcionamento, conforme mostra a Fig. 2.18.

Na primeira etapa (Fig. 2.18 (a)), os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  entram em condução. Por sua vez, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$ ,  $D_{p2}$ ,  $D_{p3}$  e  $D_{p4}$  e o diodo secundário  $D_{s2}$  encontram-se bloqueados. O diodo  $D_{s1}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos  $N_p$  e  $N_{s1}$  do transformador.

Na segunda etapa (Fig. 2.18 (b)), os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão bloqueados. Os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente e a energia armazenada anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio dos enrolamentos secundários do transformador, sendo que a corrente neste elemento magnético decresce linearmente. Em virtude da polaridade do enrolamento primário, os diodos de desmagnetização  $D_{p2}$  e  $D_{p3}$  ficam polarizados diretamente, permitindo que a energia armazenada no núcleo do transformador seja devolvida à fonte  $V_i$ .

De forma semelhante à primeira etapa, a terceira etapa (Fig. 2.18 (c)) se inicia com os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  entrando em modo de condução. O interruptor  $S_1$  e  $S_4$ , os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$ ,  $D_{p2}$ ,  $D_{p3}$  e  $D_{p4}$  e o diodo secundário  $D_{s1}$  encontram-se bloqueados. O diodo  $D_{s2}$  está conduzindo, de modo que a energia é transferida à carga e ao indutor de filtro por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos  $N_p$  e  $N_{s2}$  do transformador.

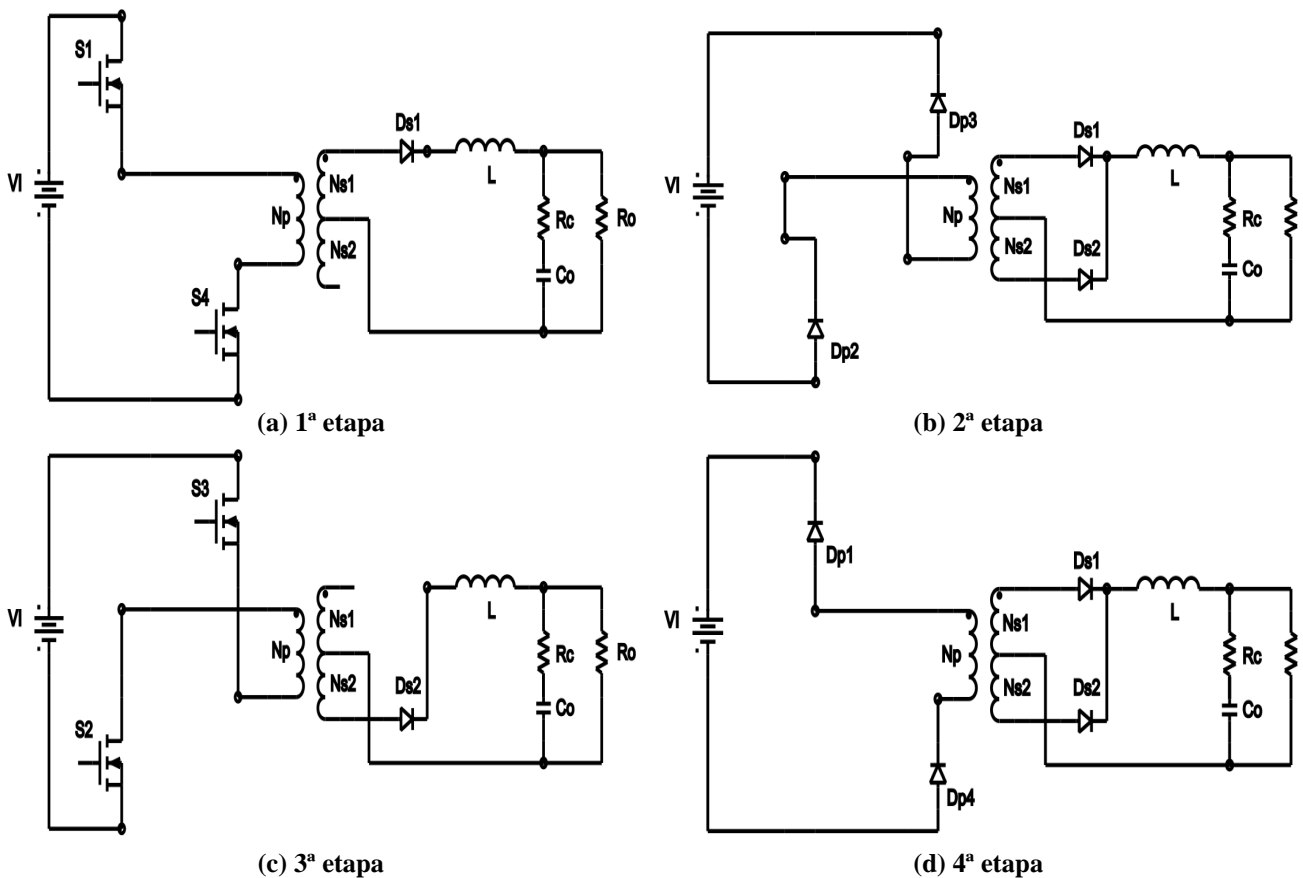


Fig. 2.18 – Circuitos equivalentes representando a operação do conversor em ponte completa em modo de condução contínua.

A quarta etapa (Fig. 2.18 (d)) é análoga ao segundo estágio, pois os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão bloqueados. Os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são polarizados diretamente e a energia armazenada

anteriormente no indutor de filtro é entregue à carga por meio dos enrolamentos secundários do transformador. A polaridade do enrolamento primário permite que os diodos de desmagnetização  $D_{p1}$  e  $D_{p4}$  sejam polarizados diretamente, sendo que a energia armazenada no núcleo do transformador é devolvida à fonte  $V_i$ .

A Fig. 2.19 apresenta as formas de onda para o conversor em ponte completa no modo de condução contínua, incluindo a corrente no indutor  $I_L$ , a tensão de saída  $V_o$ , as correntes nos interruptores  $I_{S1}$ ,  $I_{S2}$ ,  $I_{S3}$  e  $I_{S4}$ , as tensões nos interruptores  $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$ ,  $V_{S3}$  e  $V_{S4}$ , as correntes nos diodos de desmagnetização  $I_{Dp1}$ ,  $I_{Dp2}$ ,  $I_{Dp3}$  e  $I_{Dp4}$ , as tensões nos diodos de desmagnetização  $V_{Dp1}$ ,  $V_{Dp2}$ ,  $V_{Dp3}$  e  $V_{Dp4}$ , as correntes nos diodos secundários  $I_{Ds1}$  e  $I_{Ds2}$ , bem como as tensões nos diodos secundários  $V_{Ds1}$  e  $V_{Ds2}$ .

Da mesma forma dos conversores *forward* a um e dois interruptores, *push-pull* e meia ponte, pode-se observar que, em virtude do controle da razão cíclica, o indutor é capaz de armazenar energia no campo magnético, posteriormente descarregando-a no estágio de saída. De forma semelhante à topologia *push-pull*, a ondulação tanto na corrente do indutor quanto na tensão do capacitor possui frequência igual ao dobro da frequência de comutação.

Nas curvas, emprega-se a seguinte relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário do transformador de alta frequência:

$$n_2 = \frac{N_{s1}}{N_p} = \frac{N_{s2}}{N_p} \quad (2.111)$$

Considerando elementos semicondutores ideais, o ganho estático para o conversor em ponte completa em modo de condução contínua também é dado por [12]:

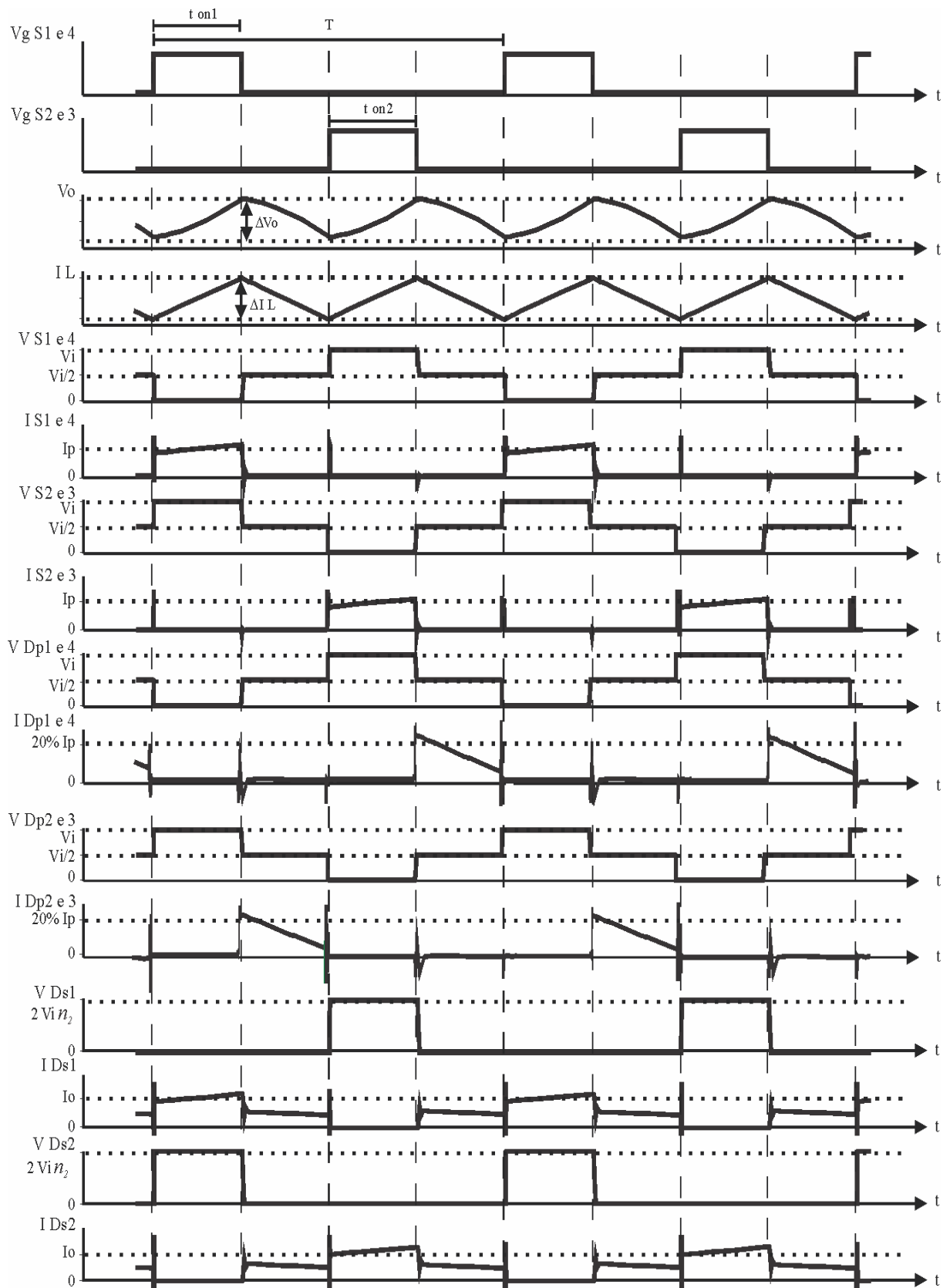
$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{N_{s1}}{N_p} = D \cdot \frac{N_{s2}}{N_p} \quad (2.112)$$

onde  $N_p$ , e  $N_{s1}$ ,  $N_{s2}$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Por meio da expressão (2.112), constata-se que a operação em modo abaixador ou elevador é possível, similar dos outros conversores isolados básicos.

Além disso, o máximo valor teórico para a razão cíclica do interruptor de modo a permitir a desmagnetização do transformador é  $D_{máx} = 0,5$ .

A partir das equações (2.111) e (2.112), é obtida a relação da tensão de entrada em relação à tensão de saída do conversor em ponte completa como:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_{s1}}{N_p} = V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (2.113)$$



**Fig. 2.19** – Formas de onda representando a operação do conversor em ponte completa em modo de condução contínua.

O indutor e o capacitor de filtro podem ser dimensionados de acordo com as seguintes expressões [18]:

$$L = \frac{V_i \cdot D_{m\acute{a}x} \cdot (1 - D_{m\acute{a}x})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.114)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.115)$$

Além disso, a resistência s3rie do capacitor 3e definida por:

$$R_C = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad (2.116)$$

Para o c3lculo f3sico do indutor de filtro e do transformador de alta frequ3ncia, as equa33es (2.117) e (2.118) s3o utilizadas, respectivamente [12].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{o(m\acute{a}x)}^2}{k_w \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x}} \quad (2.117)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,5 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot J_{m\acute{a}x}} \quad (2.118)$$

Os esfor3os de corrente e de tens3o nos interruptores controlados  $S_1$  a  $S_4$  do conversor em ponte completa podem ser obtidos de acordo com as seguintes express3es [12] [18]:

$$I_{S(m\acute{a}x)} = I_p = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{m\acute{a}x}} \quad (2.119)$$

$$I_{S(ef)} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.120)$$

$$I_{S(med)} = I_p \cdot D \quad (2.121)$$

$$V_{S(m\acute{a}x)} = V_i \quad (2.122)$$

onde  $I_{S(m\acute{a}x)}$ ,  $I_{S(ef)}$  e  $I_{S(med)}$  s3o os valores da corrente m3xima, eficaz e m3dia nos interruptores em amp3res, sendo que  $V_{S(m\acute{a}x)}$  3e a m3xima tens3o de bloqueio em volts.

Os esfor3os de corrente e de tens3o nos diodos  $D_{s1}$  a  $D_{s4}$  para o conversor em ponte completa podem ser obtidos por express3es similares 3quelas apresentadas anteriormente [12] [18], ou seja:

$$I_{Ds(m\acute{a}x)} = I_o \quad (2.123)$$

$$I_{Ds(ef)} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.124)$$

$$I_{Ds(med)} = I_o \cdot D \quad (2.125)$$

$$V_{Ds(m\acute{a}x)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (2.126)$$

Os diodos prim3rios  $D_{p1}$  a  $D_{p4}$  estar3o polarizados quando os interruptores est3o bloqueados e conduzir3o a corrente de desmagnetiza33o, sendo que nesse caso os esfor3os s3o:

$$I_{Dp(m\acute{a}x)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (2.127)$$



$$I_{Dp(ef)} = 0,2 \cdot I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.128)$$

$$I_{Dp(med)} = 0,2 \cdot I_p \cdot D \quad (2.129)$$

$$V_{Dp(máx)} = V_i \quad (2.130)$$

onde  $I_{Ds(máx)}$ ,  $I_{Ds(ef)}$  e  $I_{Ds(med)}$  são os valores da corrente máxima, eficaz e média nos diodos secundários em ampères e  $V_{Ds(máx)}$  é a máxima tensão de bloqueio. Para os diodos primários de desmagnetização, tem-se  $I_{Dp(máx)}$ ,  $I_{Dp(ef)}$  e  $I_{Dp(med)}$  para as correntes máxima, eficaz e média e  $V_{Dp(máx)}$  para tensões máximas.

## 2.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma revisão de conceitos das perdas existentes em conversores estáticos e ao funcionamento de topologias CC-CC isoladas. Esta teoria representa as bases para o estudo desenvolvido posteriormente no Capítulo 4, onde as estruturas aqui descritas são projetadas e analisadas em termos da quantificação das perdas e do rendimento.

Constatou-se que a presença de semicondutores não controlados e totalmente controlados é imprescindível para o condicionamento da energia da energia elétrica por meio dos conversores estáticos. Para aplicações em altas potências e médias frequências (dezenas de kHz), recomenda-se o uso de IGBTs, que substituíram plenamente os transistores bipolares em aplicações como interruptores de potência. Para aplicações em altas frequências e potências menores, empregam-se normalmente MOSFETs, sendo que este tipo de interruptor será utilizado e analisado nos conversores apresentados neste trabalho.

Diferentemente do que ocorre nos conversores não isolados, a obtenção de elevadas taxas de conversão é possível nas estruturas isoladas em virtude do ajuste da relação de transformação do transformador de alta frequência, assumindo-se então tanto a característica abaixadora quanto elevadora. Além disso, os elementos magnéticos utilizados possuem tamanho, peso e volume reduzidos em comparação com suas contrapartes de baixa frequência para uma mesma potência.

## CAPÍTULO 3

### CONCEITO DA POTÊNCIA COMUTADA

#### 3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta o conceito da potência comutada aplicado aos conversores CC-CC básicos isolados descritos no Capítulo 2. Então, pretende-se desenvolver um método qualitativo de análise focado em semicondutores de potência (diodos e interruptores) operando em alta frequência, e analisar os esforços de tensão e corrente aos quais estes elementos encontram-se submetidos. A análise destes esforços é de suma importância, pois desenvolve impacto direto no custo e no rendimento total do conversor.

Através do estudo proposto, é estabelecida uma análise comparativa entre as topologias de conversores CC-CC isolados básicos mais conhecidos, isto é, os conversores *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, *push-pull*, meia ponte e ponte completa.

#### 3.2 - REVISÃO DO CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA

Tem-se que o custo de um dado elemento semiconductor é diretamente proporcional ao nível máximo de tensão suportado pelo mesmo. Em se tratando de um MOSFET, o valor da resistência de condução obedece à relação estabelecida pela expressão (3.1) [1] [19]:

$$R_{DS(on)} \propto (V_{DS(max)})^{2,6} \quad (3.1)$$

onde  $V_{DS(max)}$  é a máxima tensão entre os terminais dreno e fonte suportada pelo componente, definida na folha de dados do dispositivo.

De acordo com a expressão (3.1), as perdas por condução obtidas em estruturas operando com interruptores do tipo MOSFET apresentam uma forte dependência com a tensão máxima aplicada sobre este dispositivo. Perdas mais elevadas geralmente representam um aumento do volume de dissipadores.

Por outro lado, interruptores do tipo IGBT apresentam maiores correntes de cauda à medida que a capacidade máxima de bloqueio se eleva, o que implica maiores perdas por comutação e/ou necessidade da redução da frequência de comutação, afetando diretamente o volume dos dissipadores e elementos magnéticos.

Verifica-se então que os esforços aos quais cada semiconductor é submetido representam um parâmetro importante para a seleção prática de uma determinada topologia, exercendo influência direta sobre o custo total, perdas e volume finais da estrutura [20].

A avaliação do perfil das perdas em cada semicondutor constitui uma tarefa trivial apenas para conversores que utilizam uma quantidade reduzida de semicondutores, como é o caso dos conversores CC-CC monofásicos não isolados [10] [21]. Entretanto, para conversores mais complexos, o esforço exigido torna-se bem mais significativo. Desta forma, é interessante estabelecer um critério que permita realizar de maneira rápida e simples, uma análise comparativa para diferentes tipos de conversores dos esforços aos quais são submetidos os semicondutores.

Comparando o desempenho de conversores estáticos do ponto de vista do rendimento, a literatura apresenta diversos exemplos. Entretanto, normalmente estes trabalhos apresentam estudos quantitativos onde são comparadas algumas topologias entre si, resultando em análises mais aprofundadas e complexas. Por exemplo, os estudos desenvolvidos em [22] e [23] apresentam uma comparação entre as perdas em conversores com comutação suave e dissipativa, onde a metodologia utilizada consiste na utilização de expressões matemáticas e gráficos comparativos que requerem uma quantidade considerável de cálculos.

Em [10], foi apresentado o conceito da potência comutada, sendo este parâmetro definido como a potência total que é processada por um dado dispositivo semicondutor. Além disso, o trabalho em questão mostra uma comparação qualitativa entre os conversores CC-CC *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *zeta*, sendo que a topologia que apresenta a maior potência comutada no ponto de operação escolhido é aquela onde as perdas nos dispositivos semicondutores são mais significativas, o que implica a redução do rendimento da estrutura.

Para efeito de determinação da potência comutada nos elementos semicondutores das topologias, deve-se considerar que tanto o indutor de filtro quanto o capacitor de filtro são grandes o suficiente para garantir que as ondulações da corrente e da tensão nos mesmos sejam consideradas desprezíveis. Assim, de forma genérica, pode-se definir matematicamente a potência comutada como sendo o produto entre os valores máximos de tensão e corrente sobre um dado dispositivo semicondutor, isto é:

$$P_C = V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x} \quad (3.2)$$

onde  $P_C$  é a potência comutada,  $V_{m\acute{a}x}$  é a máxima tensão aplicada no semicondutor em volts e  $I_{m\acute{a}x}$  é a máxima corrente que circula no semicondutor em ampères.

A seguir, este conceito será aplicado aos conversores CC-CC isolados básicos clássicos, de modo que será possível definir qual estrutura possui o melhor desempenho em uma dada faixa de operação, de forma semelhante ao procedimento desenvolvido em [10].

### 3.3 - APLICAÇÃO DO CONCEITO DA POTÊNCIA COMUTADA AOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Esta seção dedica-se à utilização do conceito da potência comutada no que tange aos conversores CC-CC isolados básicos, onde são analisadas as estruturas *forward* a um interruptor, *forward* a dois interruptores, *push-pull*, meia ponte e ponte completa.

#### 3.3.1 - CONVERSOR *FORWARD* A UM INTERRUPTOR

Inicialmente, deve-se considerar o conversor *forward* ideal operando no modo de condução contínua, o qual é mostrado na Fig. 2.4. Para que a estrutura seja considerada ideal, deve-se substituir o estágio de saída constituído pelo capacitor  $C_o$  e pela resistência de carga  $R_o$  por uma fonte de tensão CC denominada  $V_o$ , a qual representa a tensão de saída desejada. Desta forma, a tensão na carga não apresentará ondulação em alta frequência. Além disso, o indutor deve ser grande o suficiente para que a ondulação da corrente seja desprezível, bem como são desprezados os valores das perdas que podem ser estimadas pelas expressões dadas no Capítulo 2, visto que o conversor é ideal. Quando isto ocorre, os valores máximos da corrente e da tensão não dependerão das respectivas ondulações.

Definindo a potência comutada pelo interruptor  $P_{C(s)}$  como sendo o produto entre os valores máximos de tensão e corrente neste dispositivo, pode-se estabelecer:

$$P_{C(s)} = V_{S(máx)} \cdot I_{S(máx)} \quad (3.3)$$

Para o conversor *forward* a um interruptor, os esforços de tensão e corrente no interruptor de comutação são dados pelas expressões (2.35) e (2.38):

$$V_{S(máx)} = V_i \cdot \left( 1 + \frac{N_p}{N_d} \right) \quad (3.4)$$

$$I_{S(máx)} = I_p = \frac{1,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.5)$$

onde  $N_p$  e  $N_d$  são os números de espiras dos enrolamentos primário e desmagnetização, respectivamente e  $P_o$  é a potência de saída.

Novamente, reescreve-se as expressões (2.24) e (2.25) como:

$$n_1 = \frac{N_p}{N_d} = 1 \quad (3.6)$$

Substituindo as expressões (3.4) a (3.6) em (3.3), tem-se:

$$P_{C(s)} = V_i \cdot \left( 1 + \frac{N_p}{N_d} \right) \cdot \frac{1,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.7)$$

Assim, pode-se simplificar (3.7) como:

$$P_{C(s)} = \frac{2,4 \cdot P_o}{D} \quad (3.8)$$

A potência comutada no interruptor é parametrizada em relação à potência de saída para manter todos os cálculos na mesma base, isto é:

$$\frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{2,4}{D} \quad (3.9)$$

O mesmo procedimento pode ser desenvolvido para o diodo  $D_p$ , de modo que a respectiva expressão para a potência comutada também pode ser determinada. Neste caso, os esforços de tensão são os mesmos válidos para o interruptor. Porém, o esforço de corrente corresponde a apenas 20% da corrente no interruptor. Logo, a expressão (3.3) torna-se:

$$P_{C(Dp)} = V_{Dp(máx)} \cdot I_{Dp(máx)} \quad (3.10)$$

onde  $P_{C(Dp)}$  é a potência comutada pelo diodo primário  $D_p$ ,  $V_{Dp(máx)}$  é a máxima tensão no diodo  $D_p$  e  $I_{Dp(máx)}$  é a máxima corrente no diodo  $D_p$ .

Assim, os valores de  $V_{Dp(máx)}$  e  $I_{Dp(máx)}$  podem ser estabelecidos por (3.11) e (3.12), respectivamente, conforme as expressões (2.47) e (2.50).

$$V_{Dp(máx)} = V_i \cdot \left( 1 + \frac{N_d}{N_p} \right) \quad (3.11)$$

$$I_{Dp(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,24 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.12)$$

Substituindo (3.11) e (3.12) em (3.10), tem-se:

$$P_{C(Dp)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{0,24 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.13)$$

Desta forma, a expressão (3.13) pode ser parametrizada em relação à potência de saída:

$$\frac{P_{C(Dp)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp)}}{P_o} = \frac{0,48}{D} \quad (3.14)$$

Analogamente, o procedimento se repete para o cálculo da potência comutada nos diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ :

$$P_{C(Ds)} = V_{Ds(máx)} \cdot I_{Ds(máx)} \quad (3.15)$$

A partir das expressões (2.25) e (2.42), tem-se os esforços de tensão:

$$V_{Ds(máx)} = V_i \cdot n_2 \quad (3.16)$$

Usando a expressão (2.28), é possível reescrever a equação (3.16) como:

$$V_{Ds(máx)} = \frac{V_o}{D \cdot n_2} \cdot n_2 \quad (3.17)$$

Da expressão (2.39), obtém-se o máximo esforço de corrente:

$$I_{Ds(máx)} = I_o \quad (3.18)$$

Substituindo as expressões (3.17) e (3.18) em (3.15), tem-se:

$$P_{C(Ds)} = \frac{V_o}{D \cdot n_2} \cdot n_2 \cdot I_o \quad (3.19)$$

Assim, pode-se simplificar (3.19) como:

$$P_{C(s)} = \frac{P_o}{D} \quad (3.20)$$

A potência comutada nos diodos secundários normalizada em relação à potência de saída é:

$$\overline{P_{C(Ds1)}} = \overline{P_{C(Ds2)}} = \frac{1}{D} \quad (3.21)$$

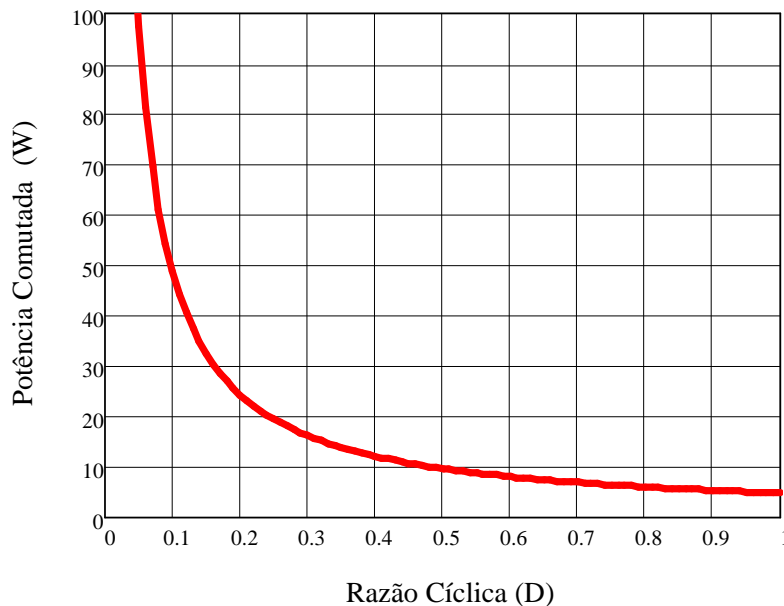
Finalmente, a potência comutada total no conversor *forward* a um interruptor operando em modo de condução contínua pode ser obtida por:

$$\overline{P_c} = \overline{P_{C(s)}} + \overline{P_{C(Dp)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (3.22)$$

Substituindo-se (3.9), (3.14) e (3.21) em (3.22), obtém-se:

$$\overline{P_c} = \frac{2,4}{D} + \frac{0,48}{D} + \frac{1}{D} + \frac{1}{D} = \frac{4,88}{D} \quad (3.23)$$

Considerando que a razão cíclica varia entre zero e a unidade em (3.23), pode-se obter o gráfico da potência comutada, como mostra a Fig. 3.1.



**Fig. 3.1 – Potência comutada total para o conversor *forward* a um interruptor em modo de condução contínua.**

Naturalmente, o valor de  $\overline{P_c}$  depende da razão cíclica, que por sua vez define o próprio ponto de operação da topologia. Este era um resultado esperado, pois se a potência de saída for considerada constante, os esforços de tensão e de corrente nos elementos semicondutores tornam-se uma função das especificações do conversor.

Deve-se ressaltar que o gráfico da Fig. 3.1 considera a variação da razão cíclica na faixa  $0 \leq D \leq 1$ . Entretanto, sabe-se que a máxima razão cíclica para o conversor *forward* a um interruptor é  $D_{m\acute{a}x}=0,5$ , sendo que esta limitação é imposta para permitir a desmagnetização do transformador operando em alta frequência. Caso isto não ocorra, haverá a saturação do núcleo magnético do transformador. Portanto, constata-se que a expressão (3.23) não prevê aspectos relacionados aos elementos magnéticos, pois está relacionada especificamente ao comportamento dos esforços nos elementos semicondutores. Embora isto também ocorra em outras topologias, como no caso do conversor *forward* a dois interruptores, a análise desenvolvida nas seções subsequentes considera a priori a faixa  $0 \leq D \leq 1$ . Porém, no Capítulo 4 as curvas teóricas são comparadas com gráficos da potência comutada obtidos por simulação computacional, onde é possível constatar claramente a questão da saturação magnética do transformador de alta frequência nos conversores CC-CC isolados.

Como foi anteriormente mencionado, em termos práticos, quanto maior o valor da potência comutada, maiores serão os esforços de corrente e de tensão nos semicondutores, os quais possuem influência direta no rendimento global do conversor. Portanto, ao se comparar diversas topologias de conversores estáticos em termos do parâmetro  $\overline{P_c}$ , é possível determinar qual destas estruturas apresenta o melhor desempenho no ponto de operação em questão sem o desenvolvimento de uma análise matemática ampla e por vezes complexa. Assim, se o estágio de potência de um dado conversor possuir um grande número de interruptores controlados e diodos, este conceito torna-se bastante útil para a escolha de uma dada estrutura para uma aplicação específica.

### 3.3.2 - CONVERSOR *FORWARD* A DOIS INTERRUPTORES

Nesta seção, um procedimento semelhante será desenvolvido para o conversor *forward* a dois interruptores, sendo que as formas de onda para uma topologia ideal devem ser consideradas, isto é, as ondulações em alta frequência decorrentes da comutação são prontamente ignoradas, bem como as perdas no conversor.

De acordo com a equação (3.3), a potência comutada em um dos interruptores controlados é dada por:

$$P_{C(S1)} = P_{C(S2)} = V_{S1(m\acute{a}x)} \cdot I_{S1(m\acute{a}x)} = V_{S2(m\acute{a}x)} \cdot I_{S2(m\acute{a}x)} \quad (3.24)$$

Considerando a operação no modo de condução contínua, os esforços de tensão e corrente são descritos nas equações (2.59) e (2.62):

$$V_{S1(m\acute{a}x)} = V_{S2(m\acute{a}x)} = V_i \quad (3.25)$$

$$I_{S1(m\acute{a}x)} = I_{S2(m\acute{a}x)} = I_p = \frac{1,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.26)$$

A seguinte expressão pode ser obtida ao se substituir (3.25) e (3.26) em (3.24):

$$P_{C(s1)} = P_{C(s2)} = V_i \cdot \frac{1,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.27)$$

A expressão (3.27) pode ser simplificada e relacionada em função de  $P_o$  como:

$$\overline{P_{C(s1)}} = \overline{P_{C(s2)}} = \frac{P_{C(s1)}}{P_o} = \frac{P_{C(s2)}}{P_o} = \frac{1,2}{D} \quad (3.28)$$

O mesmo procedimento pode ser reproduzido para os diodos primários  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  considerando as expressões (2.71) e (2.74). Neste caso, os respectivos esforços de tensão e de corrente correspondem a:

$$V_{Dp1(máx)} = V_{Dp2(máx)} = V_i \quad (3.29)$$

$$I_{Dp1(máx)} = I_{Dp2(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,24 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.30)$$

Substituindo (3.29) e (3.30) em (3.10), rearranjando a expressão resultante e parametrizando em relação à potência de saída, tem-se:

$$\overline{P_{C(Dp1)}} = \overline{P_{C(Dp2)}} = \frac{P_{C(Dp1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp2)}}{P_o} = \frac{0,24}{D} \quad (3.31)$$

Analogamente para os diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , a potência comutada parametrizada pelas expressões (2.63), (2.66), (2.67) e (2.70) é dada por:

$$\overline{P_{C(Ds1)}} = \overline{P_{C(Ds2)}} = \frac{P_{C(Ds1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Ds2)}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (3.32)$$

Finalmente, a potência comutada total para o conversor *forward* a dois interruptores pode ser obtida como:

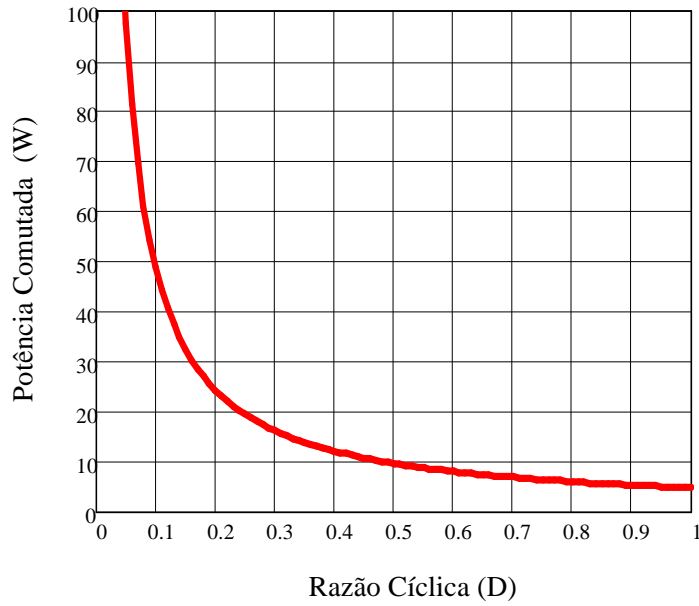
$$\overline{P_C} = \overline{P_{C(s1)}} + \overline{P_{C(s2)}} + \overline{P_{C(Dp1)}} + \overline{P_{C(Dp2)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (3.33)$$

Substituindo (3.28), (3.31) e (3.32) em (3.33), chega-se a:

$$\overline{P_C} = \frac{1,2}{D} + \frac{1,2}{D} + \frac{0,24}{D} + \frac{0,24}{D} + \frac{1}{D} + \frac{1}{D} = \frac{4,88}{D} \quad (3.34)$$

O mesmo comportamento observado no caso do conversor *forward* a um interruptor é válido para a topologia, isto é, a potência comutada depende estritamente da razão cíclica, o que é mostrado na Fig. 3.2.





**Fig. 3.2 – Potência comutada total para o conversor *forward* a dois interruptores em modo de condução contínua.**

### 3.3.3 - CONVERSOR *PUSH-PULL*

Para o conversor *push-pull*, analogamente às topologias supracitadas, são desprezadas as ondulações de tensão e corrente nos elementos e perdas no conversor. Assim, segundo a expressão (3.3), a potência comutada em um dos interruptores controlados é dada por:

$$P_{C(s1)} = P_{C(s2)} = V_{S1(máx)} \cdot I_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} \cdot I_{S2(máx)} \quad (3.35)$$

Considerando a operação no modo de condução contínua, os esforços de tensão e corrente apresentados nas expressões (2.83) e (2.86) são:

$$V_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} = 2 \cdot V_i \quad (3.36)$$

$$I_{S1(máx)} = I_{S2(máx)} = I_p = \frac{P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.37)$$

A seguinte expressão pode ser obtida ao se substituir (3.36) e (3.37) em (3.35):

$$P_{C(s1)} = P_{C(s2)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.38)$$

A expressão (3.38) pode ser simplificada em relação à função de  $P_o$ , isto é:

$$\frac{P_{C(s1)}}{P_o} = \frac{P_{C(s2)}}{P_o} = \frac{P_{C(s1)}}{P_o} = \frac{P_{C(s2)}}{P_o} = \frac{2}{D} \quad (3.39)$$

O mesmo procedimento pode ser reproduzido para os diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  considerando a expressão (3.10). Neste caso, os respectivos esforços de tensão e de corrente correspondem às expressões (2.87) e (2.90), ou seja:

$$V_{Ds1(máx)} = V_{Ds2(máx)} = 2 \cdot V_i \cdot n_2 \quad (3.40)$$

$$I_{Ds1(máx)} = I_{Ds2(máx)} = I_o \quad (3.41)$$

Substituindo (3.40), (3.41) e (2.77) em (3.10) e rearranjando a expressão resultante em relação à potência de saída, tem-se:

$$\overline{P_{C(Ds1)}} = \overline{P_{C(Ds2)}} = \frac{2}{D} \quad (3.42)$$

Finalmente, a potência comutada total para o conversor *push-pull* pode ser obtida como:

$$\overline{P_C} = \overline{P_{C(S1)}} + \overline{P_{C(S2)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.39) e (3.42) em (3.43), chega-se a:

$$\overline{P_C} = \frac{2}{D} + \frac{2}{D} + \frac{2}{D} + \frac{2}{D} = \frac{8}{D} \quad (3.44)$$

A potência comutada no conversor *push-pull* também depende da razão cíclica, como mostra o gráfico da Fig. 3.3 obtido a partir da expressão (3.44).

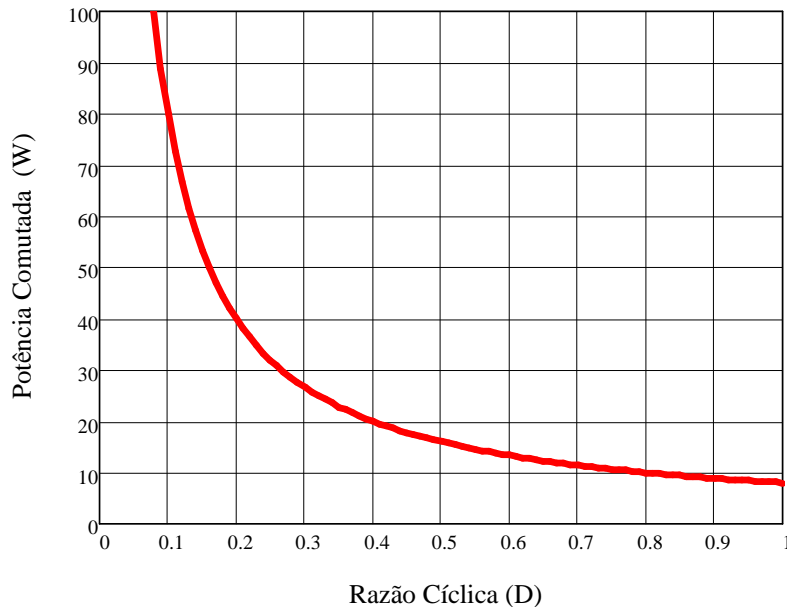


Fig. 3.3 – Potência comutada total para o conversor *push-pull* em modo de condução contínua.

### 3.3.4 - CONVERSOR EM MEIA PONTE

Como foi possível observar anteriormente, o conceito da potência comutada teoricamente pode ser aplicado a qualquer conversor estático, visto que depende estritamente dos esforços de tensão e correntes aos quais um dado elemento semiconductor ativo ou passivo fica submetido. Assim, a análise desenvolvida anteriormente pode ser estendida a outro conversor CC-CC isolado básico, ou seja, o conversor em meia ponte ou *half-bridge*. Para o desenvolvimento matemático que se segue, novamente é necessário considerar que as ondulações de tensão e corrente nos elementos e rendimento do conversor são desprezíveis.

De acordo com (3.3), a potência comutada em um dos interruptores controlados é dada por:

$$P_{C(S1)} = P_{C(S2)} = V_{S1(máx)} \cdot I_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} \cdot I_{S2(máx)} \quad (3.45)$$

Considerando a operação no modo de condução contínua, os esforços de tensão e corrente são expressas em (2.99) e (2.102):

$$V_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} = V_i \quad (3.46)$$

$$I_{S1(máx)} = I_{S2(máx)} = I_p = \frac{P_o}{\frac{V_i}{2} \cdot D} \quad (3.47)$$

onde  $D$  é o valor da razão cíclica.

A seguinte expressão pode ser obtida ao se substituir (3.46) e (3.47) em (3.45):

$$P_{C(S1)} = P_{C(S2)} = V_i \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.48)$$

Normalizando (3.48) para a potência de saída, tem-se:

$$\frac{P_{C(S1)}}{P_o} = \frac{P_{C(S2)}}{P_o} = \frac{P_{C(S1)}}{P_o} = \frac{P_{C(S2)}}{P_o} = \frac{2}{D} \quad (3.49)$$

O mesmo procedimento para os diodos primários  $D_{p1}$  e  $D_{p2}$  considerando a expressões (2.99) e (2.102) e, neste caso, os respectivos esforços de tensão e de corrente correspondem a:

$$V_{Dp1(máx)} = V_{Dp2(máx)} = V_i \quad (3.50)$$

$$I_{Dp1(máx)} = I_{Dp2(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,2 \cdot P_o}{\frac{V_i}{2} \cdot D} \quad (3.51)$$

Substituindo (3.50) e (3.51) em (3.10) e rearranjando a expressão resultante em relação à potência de saída, tem-se:

$$\frac{P_{C(Dp1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp2)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp2)}}{P_o} = \frac{0,4}{D} \quad (3.52)$$

Para os diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , a potência comutada parametrizada é dada por:

$$P_{C(Ds1)} = P_{C(Ds2)} = V_{D_{s1}(máx)} \cdot I_{D_{s1}(máx)} = V_{D_{s2}(máx)} \cdot I_{D_{s2}(máx)} \quad (3.53)$$

Considerando a operação no modo de condução contínua, os esforços de tensão e corrente apresentados nas equações (2.103) e (2.106) são:

$$V_{D_{s1}(máx)} = V_{D_{s2}(máx)} = 2 \cdot V_i \cdot n_2 \quad (3.54)$$

$$I_{D_{s1}(máx)} = I_{D_{s2}(máx)} = I_o \quad (3.55)$$

Substituindo (3.54), (3.55) e (2.93) em (3.53) e rearranjando a expressão resultante, tem-se:

$$P_{C(Ds1)} = P_{C(Ds2)} = 2 \cdot \frac{V_o}{D \cdot n_2} \cdot n_2 \cdot I_o \quad (3.56)$$

Finalmente, pode-se escrever:

$$P_{C(Ds1)} = P_{C(Ds2)} = \frac{2 \cdot P_o}{D} \quad (3.57)$$

A expressão (3.57) pode ser simplificada e parametrizada em função de  $P_o$  como

$$\overline{P_{C(Ds1)}} = \overline{P_{C(Ds2)}} = \frac{P_{C(Ds1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Ds2)}}{P_o} = \frac{2}{D} \quad (3.58)$$

Finalmente, a potência comutada total para o conversor meia ponte pode ser obtida como:

$$\overline{P_C} = \overline{P_{C(S1)}} + \overline{P_{C(S2)}} + \overline{P_{C(Dp1)}} + \overline{P_{C(Dp2)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (3.59)$$

Substituindo (3.49), (3.52) e (3.58) em (3.59), chega-se a:

$$\overline{P_C} = \frac{2}{D} + \frac{2}{D} + \frac{0,4}{D} + \frac{0,4}{D} + \frac{2}{D} + \frac{2}{D} = \frac{8,8}{D} \quad (3.60)$$

A potência comutada no conversor em meia ponte também depende da razão cíclica, como mostra a Fig. 3.4 obtido a partir da expressão (3.60).

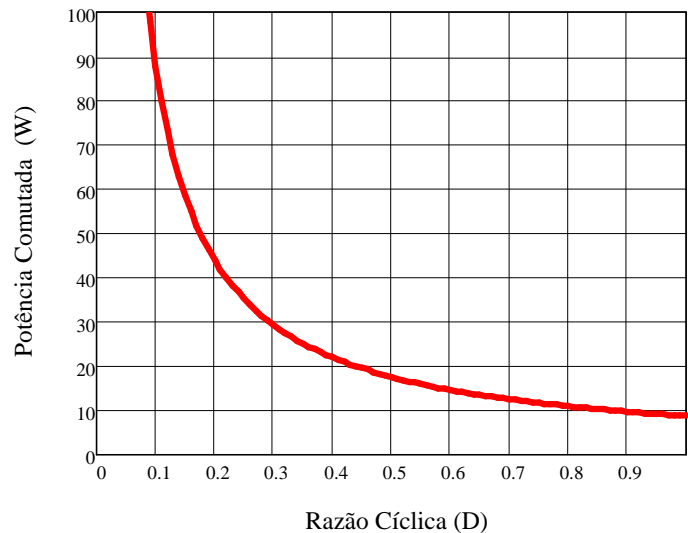


Fig. 3.4 – Potência comutada total para o conversor em meia ponte em modo de condução contínua.

### 3.3.5 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA

A aplicação do conceito da potência comutada ao conversor ponte completa é interessante, visto que esta topologia emprega quatro interruptores controlados, quatro diodos em antiparalelo com os interruptores no lado primário e dois diodos secundários, Fig. 2.17. Diante do número considerável de elementos semicondutores, a análise detalhada do perfil de perdas no conversor pode requerer um maior número de cálculos para a estimativa das perdas e do rendimento da estrutura. Porém, a análise qualitativa desta topologia torna-se mais simples caso seja possível obter a expressão para a potência comutada total.

Deve-se ressaltar novamente que são desprezadas as ondulações de tensão e corrente nos elementos e perdas no conversor. Assim, segundo a expressão (3.3), a potência comutada em qualquer um dos interruptores controlados é dada por:

$$\begin{aligned} P_{C(S1)} = P_{C(S2)} = P_{C(S3)} = P_{C(S4)} &= V_{S1(máx)} \cdot I_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} \cdot I_{S2(máx)} = V_{S3(máx)} \cdot I_{S3(máx)} \\ &= V_{S4(máx)} \cdot I_{S4(máx)} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Considerando a operação no modo de condução contínua, os esforços de tensão e corrente apresentados em (2.119) e (2.122) são:

$$V_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} = V_{S3(máx)} = V_{S4(máx)} = V_i \quad (3.62)$$

$$I_{S1(máx)} = I_{S2(máx)} = I_{S3(máx)} = I_{S4(máx)} = I_p = \frac{P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.63)$$

A seguinte expressão pode ser obtida ao se substituir (3.62) e (3.63) em (3.61):

$$P_{C(S1)} = P_{C(S2)} = P_{C(S3)} = P_{C(S4)} = V_i \cdot \frac{P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.64)$$

A expressão (3.64) é simplificada e parametrizada em função de  $P_o$  como:

$$\frac{P_{C(S1)}}{P_o} = \frac{P_{C(S2)}}{P_o} = \frac{P_{C(S3)}}{P_o} = \frac{P_{C(S4)}}{P_o} = \frac{P_{C(S1)}}{P_o} = \frac{P_{C(S2)}}{P_o} = \frac{P_{C(S3)}}{P_o} = \frac{P_{C(S4)}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (3.65)$$

O mesmo procedimento pode ser reproduzido para os diodos primários  $D_{p1}$ ,  $D_{p2}$ ,  $D_{p3}$  e  $D_{p4}$  considerando a expressão (3.10). Nesse caso, os respectivos esforços de tensão e de corrente correspondem às expressões (2.127) e (2.130):

$$V_{Dp1(máx)} = V_{Dp2(máx)} = V_{Dp3(máx)} = V_{Dp4(máx)} = V_i \quad (3.66)$$

$$I_{Dp1(máx)} = I_{Dp2(máx)} = I_{Dp3(máx)} = I_{Dp4(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (3.67)$$

Substituindo (3.66) e (3.67) em (3.10) e normalizando a expressão resultante em relação à potência de saída, tem-se:

$$\frac{P_{C(Dp1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp2)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp3)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp4)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp2)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp3)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp4)}}{P_o} = \frac{0,2}{D} \quad (3.68)$$

Analogamente para os diodos secundários  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , a potência comutada calculada através dos esforços de tensão e corrente dados pelas equações (2.123) e (2.126) é determinada pela seguinte expressão:

$$\frac{P_{C(Ds1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Ds2)}}{P_o} = \frac{P_{C(Ds1)}}{P_o} = \frac{P_{C(Ds2)}}{P_o} = \frac{2}{D} \quad (3.69)$$

Finalmente, a potência comutada total para o conversor em ponte completa pode ser obtida como:

$$\overline{P_C} = \overline{P_{C(S1)}} + \overline{P_{C(S2)}} + \overline{P_{C(S3)}} + \overline{P_{C(S4)}} + \overline{P_{C(Dp1)}} + \overline{P_{C(Dp2)}} + \overline{P_{C(Dp3)}} + \overline{P_{C(Dp4)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (3.70)$$

Substituindo (3.65), (3.68) e (3.69) em (3.70), chega-se a:

$$\overline{P_C} = \frac{1}{D} + \frac{1}{D} + \frac{1}{D} + \frac{1}{D} + \frac{0,2}{D} + \frac{0,2}{D} + \frac{0,2}{D} + \frac{0,2}{D} + \frac{2}{D} + \frac{2}{D} = \frac{8,8}{D} \quad (3.71)$$

A potência comutada no conversor em ponte completa também depende da razão cíclica, como mostram a Fig. 3.5 e a expressão (3.71).

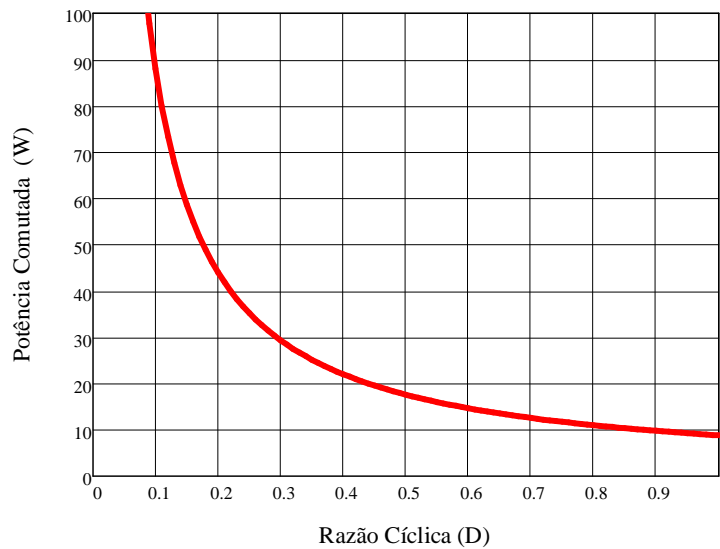


Fig. 3.5 – Potência comutada total para o conversor em ponte completa em modo de condução contínua.

### 3.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende apenas da topologia. Depende também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semiconductor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de *layout*, que introduzem elementos parasitas que prejudicam o funcionamento do circuito.

O conceito de potência comutada aplicado aos conversores CC-CC isolados estabelece um critério que possibilita a realização de uma análise comparativa entre diversas topologias de forma simples, rápida e objetiva, permitindo determinar quais estruturas não apresentam um bom desempenho em uma determinada faixa de operação.

O conceito de potência comutada deve ser utilizado apenas para uma análise qualitativa, uma vez que os resultados obtidos através deste método levam em consideração apenas as características próprias de cada topologia. Além disso, aspectos relacionados aos elementos magnéticos não são contemplados, como é o caso da saturação do transformador de alta frequência nos conversores

isolados. Assim este estudo considera um valor máximo da razão cíclica para assegurar a desmagnetização do núcleo.

Em [10], demonstrou-se a aplicação da potência comutada aos conversores CC-CC não isolados clássicos, como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *zeta*, onde se constatou que estruturas com maiores esforços de tensão apresentam o pior desempenho em uma dada faixa de operação. Porém, essa metodologia pode ser aplicada de forma qualitativa a qualquer tipo ou classe de conversor estático desde que os esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores sejam conhecidos, como foi o caso dos conversores isolados estudados nesse capítulo.

Entretanto, uma análise mais detalhada deve ser realizada para quantificar propriamente as perdas existentes tanto nos semicondutores quanto elementos magnéticos, bem como verificar o desempenho de cada conversor ao longo de uma ampla faixa de carga. Isto é efetivamente apresentado no Capítulo 4 para os cinco conversores CC-CC isolados em estudo.

## CAPÍTULO 4

### ANÁLISE DO DESEMPENHO DOS CONVERSORES CC-CC BÁSICOS ISOLADOS

#### 4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, apresentam-se simulações dos conversores CC-CC básicos isolados operando em modo condução contínua, os quais foram anteriormente revisitados neste trabalho. O roteiro de projeto desenvolvido não é descrito em detalhes, mas pode ser facilmente reproduzido a partir das equações mencionadas no Capítulo 2 e 3. Além disso, os esforços de tensão e de corrente nos semicondutores são apresentados, visto que estes consistem na base da proposta deste trabalho.

A partir dos estudos teóricos, são obtidas as curvas de rendimento total para todas as estruturas estudadas nos capítulos anteriores. Para isto, é necessário calcular as perdas em todos os componentes do circuito, representados pelos elementos magnéticos e semicondutores. Assim, o mecanismo de perdas descrito no Capítulo 2 é utilizado.

Aplica-se o conceito da potência comutada, o qual foi desenvolvido no Capítulo 3 e permite determinar de forma qualitativa qual topologia apresenta o melhor desempenho. No sentido de validar estes conceitos, as curvas de potência comutada para todas as estruturas obtidas por simulação computacional empregando modelagem SPICE (do inglês, *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* – Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados) são mostradas, de modo que é possível compará-las com as expressões definidas anteriormente.

#### 4.2 - PROJETO DOS CONVERSORES CC-CC

Nesta seção, são apresentadas as especificações de projeto para as topologias dos conversores CC-CC básicos isolados operando em modo condução contínua.

Foi visto que cada topologia possui características próprias, as quais têm impacto no desempenho global da estrutura e, desta forma, é necessária a análise detalhada de cada conversor. Utilizando as equações apresentadas no Capítulo 2 e as especificações da Tabela 4.1, foram projetados os conversores. Deve-se ressaltar que, para uma comparação adequada, as mesmas especificações foram escolhidas considerando a tensão de entrada, tensão de saída, potência na carga, frequência de comutação, ondulação da corrente no indutor e ondulação da tensão no capacitor. Além disso, o ponto de operação das estruturas é o mesmo que foi definido no trabalho desenvolvido para os conversores CC-CC não isolados. Assim, comparando ambos os trabalhos é possível estabelecer quais conversores básicos isolados ou não isolados apresentam o melhor desempenho e rendimento. Utilizando as equações apresentadas no Capítulo 2, foram calculados os



esforços de tensão e corrente nos semicondutores dos conversores isolados básicos considerando  $D_{máx}=0,5$  de acordo com a Tabela 4.2.

**Tabela 4.1 – Especificações dos conversores básicos isolados.**

Parâmetro	Especificação				
	Forward a Um interruptor	Forward a Dois interruptores	Push-Pull	Meia Ponte	Ponte Completa
Tensão de entrada CC	$V_i=100$ V	$V_i=100$ V	$V_i=100$ V	$V_i=100$ V	$V_i=100$ V
Tensão de saída CC	$V_o=50$ V	$V_o=50$ V	$V_o=50$ V	$V_o=50$ V	$V_o=50$ V
Razão cíclica nominal	$D=0,5$	$D=0,5$	$D=0,5$	$D=0,5$	$D=0,5$
Potência de saída nominal	$P_o=100$ W	$P_o=100$ W	$P_o=100$ W	$P_o=100$ W	$P_o=100$ W
Frequência de comutação	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_L=500$ mA
Ondulação da tensão no capacitor	$\Delta V_c=0,025 \cdot V_o$	$\Delta V_c=0,025 \cdot V_o$	$\Delta V_c=0,025 \cdot V_o$	$\Delta V_c=0,025 \cdot V_o$	$\Delta V_c=0,025 \cdot V_o$
Indutor	$L=1$ mH - Núcleo 30/14 - 63 espiras - 1 fio AWG22	$L=1$ mH - Núcleo 30/14 - 63 espiras - 1 fio AWG22	$L=0,5$ mH - Núcleo 30/14 - 31 espiras - 1 fio AWG22	$L=0,5$ mH - Núcleo 30/7 - 63 espiras - 1 fio AWG22	$L=0,5$ mH - Núcleo 30/7 - 63 espiras - 1 fio AWG22
Capacitor	$C_o=1,273$ $\mu$ F $R_c=2,5$ $\Omega$	$C_o=1,273$ $\mu$ F $R_c=2,5$ $\Omega$	$C_o=1,273$ $\mu$ F $R_c=2,5$ $\Omega$	$C_o=1,273$ $\mu$ F $R_c=2,5$ $\Omega$	$C_o=1,273$ $\mu$ F $R_c=2,5$ $\Omega$
Transformador de alta Frequência	- NEE 42/15 - $N_p=18$ espiras, 2 fio AWG 22 - $N_s=20$ espiras, 1 fio AWG 22 - $N_d=18$ espiras, 1 fio AWG 32 $n_1=1, n_2=1,111$	- NEE 42/15 - $N_p=18$ espiras, 1 fio AWG 22 - $N_s=20$ espiras, 1 fio AWG 22 $n_2=1,111$	- NEE 42/15 - $N_{p1}=N_{p2}=18$ espiras, 1 fio AWG 22 - $N_s=20$ espiras, 1 fio AWG 22 $n_2=1,111$	- NEE 42/15 - $N_p=9$ espiras, 1 fio AWG 22 - $N_{s1}=N_{s2}=10$ espiras, 1 fio AWG 22 $n_2=1,111$	- NEE 42/15 - $N_p=18$ espiras, 1 fio AWG 22 - $N_{s1}=N_{s2}=20$ espiras, 1 fio AWG 22 $n_2=1,111$
Resistencia de carga	$R_o=25$ $\Omega$	$R_o=25$ $\Omega$	$R_o=25$ $\Omega$	$R_o=25$ $\Omega$	$R_o=25$ $\Omega$

**Tabela 4.2 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores dos conversores isolados.**

Esforços	Forward a Um Interruptor	Forward a Dois Interruptores	Push-Pull	Meia Ponte	Ponte Completa
Corrente média nos interruptores	$I_{S(med)}=1,20$ A	$I_{S(med)}=1,20$ A	$I_{S(med)}=0,50$ A	$I_{S(med)}=1,0$ A	$I_{S(med)}=1,0$ A
Corrente eficaz nos interruptores	$I_{S(ef)}=1,69$ A	$I_{S(ef)}=1,69$ A	$I_{S(ef)}=0,71$ A	$I_{S(ef)}=2,83$ A	$I_{S(ef)}=1,41$ A
Corrente máxima nos interruptores	$I_{S(máx)}=2,40$ A	$I_{S(máx)}=2,40$ A	$I_{S(máx)}=1,0$ A	$I_{S(máx)}=4,0$ A	$I_{S(máx)}=2,0$ A
Tensão reversa máxima nos interruptores	$V_{S(máx)}=200$ V	$V_{S(máx)}=100$ V	$V_{S(máx)}=200$ V	$V_{S(máx)}=100$ V	$V_{S(máx)}=100$ V
Corrente média nos diodos de desmagnetização	$I_{Dp(med)}=0,24$ A	$I_{Dp(med)}=0,24$ A	—	$I_{Dp(med)}=0,4$ A	$I_{Dp(med)}=0,20$ A
Corrente eficaz nos diodos de desmagnetização	$I_{Dp(ef)}=0,34$ A	$I_{Dp(ef)}=0,34$ A	—	$I_{Dp(ef)}=0,57$ A	$I_{Dp(ef)}=0,28$ A
Corrente máxima nos diodos de desmagnetização	$I_{Dp(máx)}=0,48$ A	$I_{Dp(máx)}=0,48$ A	—	$I_{Dp(máx)}=0,80$ A	$I_{Dp(máx)}=0,40$ A
Tensão reversa máxima nos diodos de desmagnetização	$V_{Dp(máx)}=200$ V	$V_{Dp(máx)}=100$ V	—	$V_{Dp(máx)}=100$ V	$V_{Dp(máx)}=100$ V
Corrente média nos diodos secundários	$I_{Ds(med)}=1,0$ A	$I_{Ds(med)}=1,0$ A	$I_{Ds(med)}=1,0$ A	$I_{Ds(med)}=1,0$ A	$I_{Ds(med)}=1,0$ A
Corrente eficaz nos diodos secundários	$I_{Ds(ef)}=1,41$ A	$I_{Ds(ef)}=1,41$ A	$I_{Ds(ef)}=1,41$ A	$I_{Ds(ef)}=1,41$ A	$I_{Ds(ef)}=1,41$ A
Corrente máxima nos diodos secundários	$I_{Ds(máx)}=2,25$ A	$I_{Ds(máx)}=2,25$ A	$I_{Ds(máx)}=2,25$ A	$I_{Ds(máx)}=2,25$ A	$I_{Ds(máx)}=2,25$ A
Tensão reversa máxima nos diodos secundários	$V_{Ds(máx)}=111$ V	$V_{Ds(máx)}=111$ V	$V_{Ds(máx)}=222$ V	$V_{Ds(máx)}=222$ V	$V_{Ds(máx)}=222$ V

### 4.3 - CARACTERIZAÇÃO DOS ESTUDOS DE CASOS

O desempenho dos conversores depende essencialmente das especificações dos semicondutores utilizados. Dois estudos de casos serão apresentados para ilustrar esta dependência. No caso *A*, as especificações do diodo e do interruptor correspondem aos valores máximos, determinados conforme os parâmetros calculados na Tabela 4.1 e Tabela 4.2. Por outro lado, no caso *B* propositalmente são utilizados semicondutores cujas especificações máximas de tensão e corrente são muito superiores aos valores previamente determinados, o que implica o superdimensionamento dos componentes. Esta escolha apresenta impacto direto no rendimento das estruturas, o que é mostrado posteriormente neste capítulo.

As características dos semicondutores utilizados nos casos *A* e *B* nos conversores isolados básicos são apresentadas na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3 – Elementos semicondutores utilizados nos conversores CC-CC isolados básicos.**

Características	Caso A		Caso B	
	Interruptores Controlados ( s )			
Modelo	IRF640		IRFP460	
Tensão entre dreno e fonte $V_{DSS}$ (V)	200		500	
Resistência de condução $R_{DS}$ ( $\Omega$ )	0,18		0,27	
Corrente de dreno - 25°C $I_D$ ( $\mu A$ )	18		20	
	Diodos Ultrarrápidos			
Modelo	MUR1510	MUR1515	MUR1520	MUR1560
Tensão de ruptura reversa $V_{RRM}$ (V)	100	150	200	600
Tensão de polarização $V_F$ (V)	0,85	0,85	0,85	1,2
Tempo de recuperação reversa $t_{rr}$ (ns)	35	35	35	50

### 4.4 - DETERMINAÇÃO DO RENDIMENTO DOS CONVERSORES

Na Tabela 4.4, são apresentados os valores calculados para as perdas por condução e comutação nos diodos e nos interruptores e as perdas envolvendo os indutores de filtro e os transformadores de alta frequência para o ponto de operação  $D_{máx} = 0,5$ , segundo as condições da Tabela 4.1 considerando os casos *A* e *B* em análise. Além disso, é determinado o rendimento do conversor para a potência nominal, considerando uma estrutura não ideal, isto é, onde há a presença das perdas supracitadas.

Constata-se por meio dos resultados da Tabela 4.4 que o conversor *forward* a um interruptor é a estrutura que apresenta o melhor rendimento para os casos *A* e *B*, devido ao número reduzido de componentes semicondutores, além do fato de desenvolver perdas totais menores.

Deve-se ainda destacar a influência das características dos semicondutores nos valores dos rendimentos, o que pode ser constatado comprando os casos *A* e *B*. Nota-se que a utilização de componentes superdimensionados significa a redução do rendimento dos conversores.

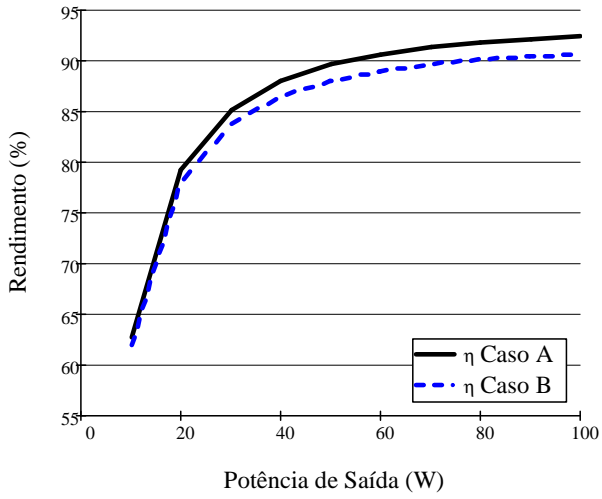
**Tabela 4.4 – Perdas nos elementos magnéticos, semicondutores e rendimento teórico dos conversores isolados básicos.**

Topologia	Perdas Magnéticas Totais (W)	Perdas Totais nos Diodos (W)		Perdas Totais no MOSFET (W)		Rendimento Teórico (%)	
		Caso A	Caso B	Caso A	Caso B	Caso A	Caso B
		<i>Forward</i> a um interruptor	3,683	3,452	4,333	1,034	2,248
<i>Forward</i> a dois interruptores	4,072	3,480	4,663	1,553	3,025	91,655	89,477
<i>Push-pull</i>	4,951	3,300	4,178	1,580	3,530	91,049	88,763
Meia Ponte	3,838	4,578	5,783	3,740	6,770	89,162	85,917
Ponte Completa	4,085	5,426	6,743	2,300	4,610	89,437	86,627

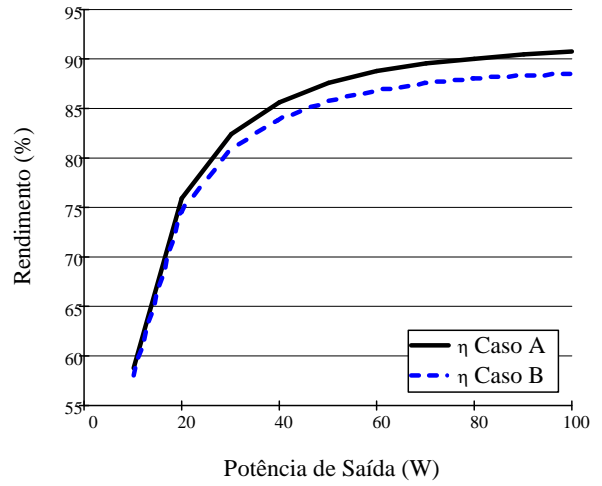
Os resultados mostrados na Tabela 4.4 não significam que os conversores de menor rendimento devem ser prontamente abandonados em comparação com o conversor *forward* a um interruptor. Naturalmente, a escolha de uma topologia específica deve atender às necessidades da aplicação à qual esta se destina. Por exemplo, caso se deseje uma estrutura onde a tensão de entrada seja elevada em aplicações de alta potência, o conversor *forward* a um interruptor não se mostra adequado em virtude dos elevados esforços de tensão. Assim, pode-se considerar a escolha do conversor em ponte completa, que apesar de possuir maior número de componentes semicondutores, mostra-se adequado e economicamente viável para aplicações onde a potência é superior a 500 W [12].

É importante ressaltar também que o conversor em meia ponte apresenta os piores valores de rendimento em ambos os casos analisados em função das altas correntes de primário do transformador, proporcionando as maiores perdas totais [12].

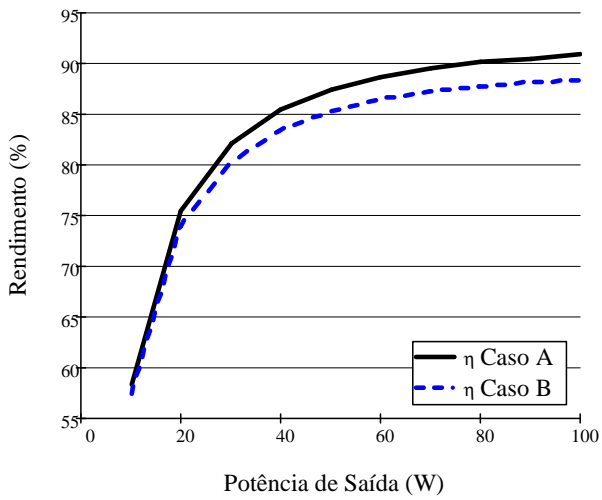
As curvas de rendimento teórico de todos os conversores mencionados na Tabela 4.4 considerando aos casos *A* e *B* também foram obtidas, para demonstrar o desempenho das estruturas ao longo de uma ampla faixa de carga. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 4.1 e mostram claramente que a escolha dos semicondutores tem influência direta no rendimento dos projetos. Por exemplo, analisando a Tabela 4.3, torna-se evidente que as perdas por condução no MOSFET IRFP460 serão maiores que no MOSFET IRF640, pois a resistência de condução entre dreno e fonte é maior no primeiro caso.



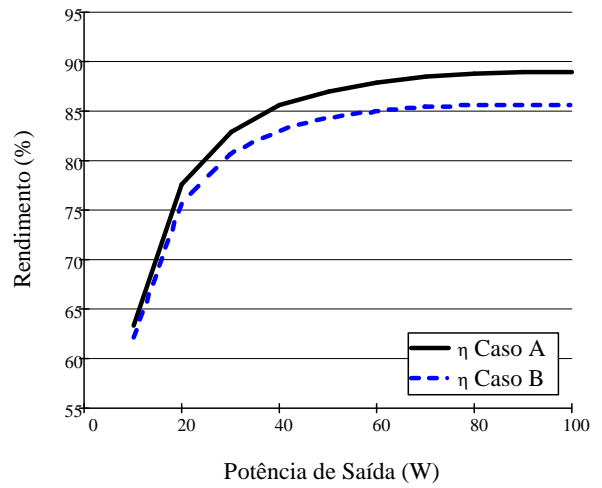
(a) *Forward* a um interruptor



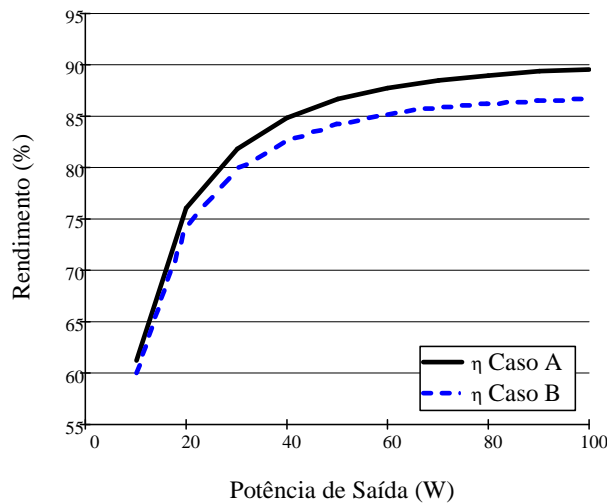
(b) *Forward* a dois interruptores



(c) *Push-Pull*



(d) *Meia Ponte*



(e) *Ponte Completa*

Fig. 4.1 – Curvas de rendimento dos conversores CC-CC isolados para os casos A e B.

## 4.5 - CÁLCULO DA POTÊNCIA COMUTADA E COMPARAÇÃO ENTRE OS ESTUDOS DE CASO

Utilizando o aplicativo de simulação computacional OrCAD, o qual é baseado em modelagem SPICE, foram simuladas as topologias mostradas no Capítulo 2. Esta ferramenta é utilizada para obter as curvas da potência comutada para os conversores isolados básicos.

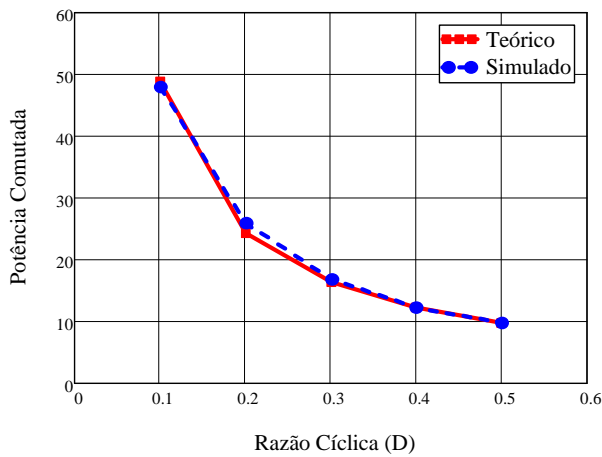
Para esta finalidade, os valores da tensão de entrada, frequência de comutação, indutância de transformadores, indutância de filtro, capacitância de filtro e resistência de carga são mantidos constantes. A razão cíclica é variada de 0,1 a 0,5 em intervalos de 0,1, evitando-se as situações acima de  $D_{máx} = 0,5$  conforme a expressão (2.29), pois a máxima razão cíclica deve ser menor que este valor para evitar a saturação magnética do transformador. Além disso, são considerados os casos *A* e *B* definidos na Tabela 4.3. Diante destas considerações, não se espera um erro significativo nas curvas obtidas para a potência comutada normalizada, a qual depende estritamente do valor da razão cíclica.

Na Fig. 4.2, são mostradas as curvas da potência comutada para os conversores isolados básicos considerando o caso *A*, comparando-se as curvas teóricas determinadas no Capítulo 3 com aquelas obtidas por simulação. Deve-se ressaltar que os testes realizados consideram as especificações dadas na Tabela 4.1 e as características dos componentes do caso *A* apresentadas na Tabela 4.3.

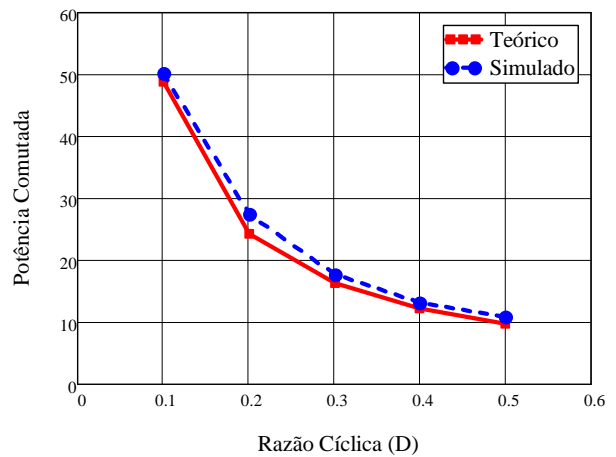
Como as curvas de potência comutada estão normalizadas em relação à potência de saída, constata-se na Fig. 4.2 (a) que o conversor *forward* a um interruptor é a topologia que apresenta melhor desempenho. Em seguida, tem-se o conversor *forward* a dois interruptores na Fig. 4.2(b). Isto se justifica, pois essas topologias apresentam menor potência comutada quando comparadas aos conversores isolados em meia ponte e ponte completa. O desempenho inferior desses últimos dois conversores pode ser constatado na Fig. 4.2 (d) e na Fig. 4.2 (e), respectivamente, visto que há um maior número de semicondutores envolvidos.

Na Fig. 4.3, são mostradas as mesmas curvas para as potências comutadas nos conversores isolados básicos considerando o caso *B*, onde os componentes são superdimensionados. É importante ressaltar que são utilizadas as mesmas especificações da Tabela 4.1, alterando-se os modelos de semicondutores definidos para o caso *B* na Tabela 4.3.

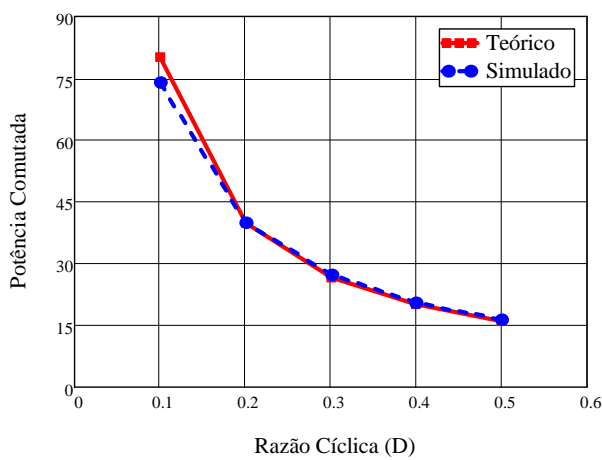
Constata-se que o conversor *forward* a um interruptor (Fig. 4.3 (a)) e o conversor *forward* a dois interruptores (Fig. 4.3 (b)) são as topologias que ainda apresentam o melhor desempenho, pois possuem a menor potência comutada se comparados aos conversores isolados *push-pull*, meia ponte e ponte completa.



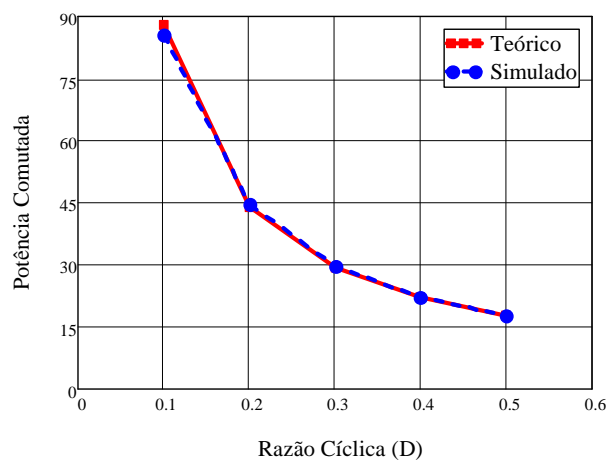
(a) *Forward a um interruptor*



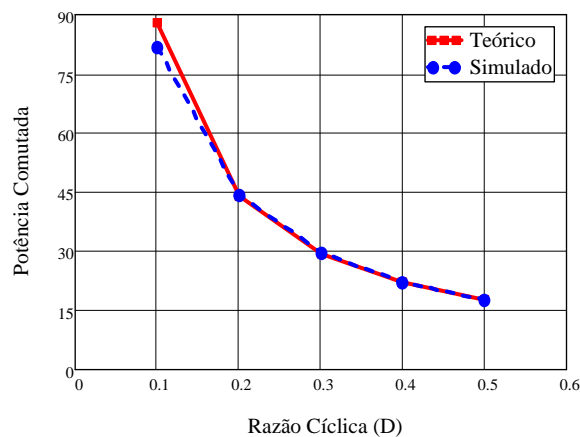
(b) *Forward a dois interruptores*



(c) *Push-Pull*



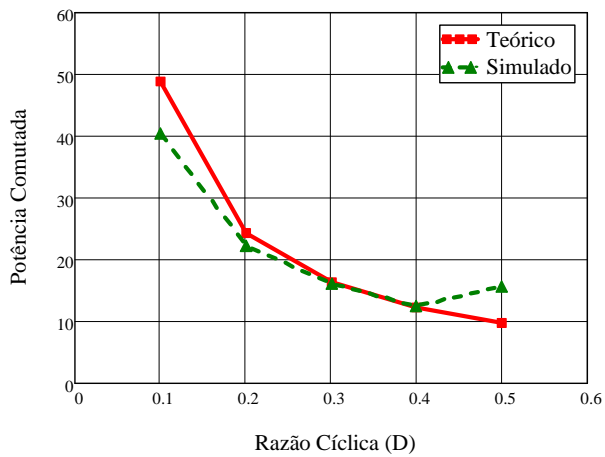
(d) *Meia Ponte*



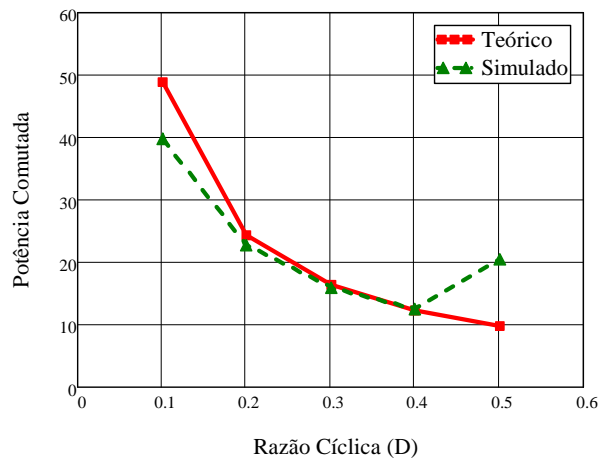
(e) *Ponte Completa*

**Fig. 4.2 – Curvas teóricas e obtidas por simulação para a potência comutada total nos conversores isolados básicos para o caso A.**

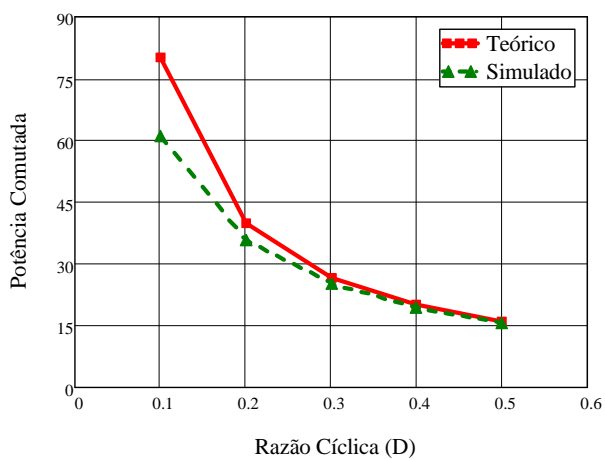
A comparação das curvas obtidas na Fig. 4.2 e na Fig. 4.3 evidencia que as escolhas dos semicondutores não têm influência direta no comportamento das estruturas em termos da potência comutada, pois as curvas obtidas na simulação para os conversores isolados básicos dimensionados apresentam erros reduzidos, estando praticamente sobrepostas às respectivas curvas teóricas.



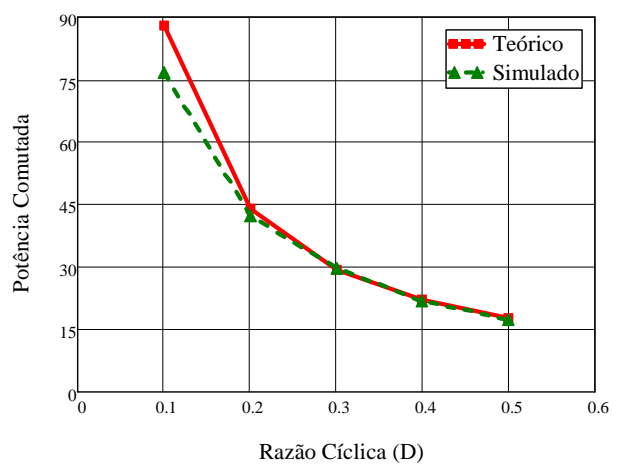
(a) *Forward a um interruptor*



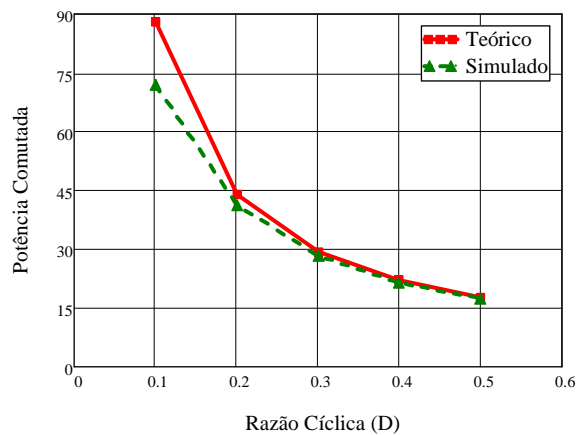
(b) *Forward a dois interruptores*



(c) *Push-Pull*



(d) *Meia Ponte*



(e) *Ponte Completa*

**Fig. 4.3 – Curvas teóricas e obtidas por simulação para a potência comutada total nos conversores isolados básicos para o caso B.**

Por outro lado, verifica-se que as curvas para os conversores com componentes superdimensionados na Fig. 4.3 apresentam erros maiores em determinados ponto de operação, tipicamente em baixos valores de razão cíclica. Entretanto, o resultado mais importante obtido na

simulação consiste no formato das curvas das potências comutadas, assumindo o mesmo comportamento que é fornecido pelas expressões teóricas derivadas no Capítulo 3.

Os erros também podem ser explicados pela modelagem mais exata dos componentes semicondutores. Embora os tipos de modelos empregados em simulação SPICE possam afetar a exatidão dos resultados, até mesmo os ajustes das condições dos testes são capazes de fornecer graus variados de erros. Por exemplo, as opções do aplicativo normalmente permitem que o usuário obtenha maior exatidão ao custo da redução da velocidade da simulação. Entretanto, isto de forma alguma invalida os resultados fornecidos pela potência comutada, que se encontram em conformidade com as considerações teóricas e, portanto, validam o estudo.

Verifica-se ainda que, para as curvas dos conversores *forward* a um e a dois interruptores representadas na Fig. 4.3 (a) e na Fig. 4.3 (b), respectivamente, ocorre um aumento significativo da potência comutada na região próxima a  $D_{máx} = 0,5$  em função de não ocorrer à desmagnetização completa do transformador, provocando a elevação da corrente de primário no transformador de alta frequência e consequente saturação do material magnético.

#### 4.6 - ANÁLISE DA POTÊNCIA COMUTADA

No Capítulo 3, foi introduzido o conceito da potência comutada, que pode ser entendido como o produto entre os valores máximos dos esforços de tensão e de corrente aos quais um dado elemento semicondutor fica submetido. Este produto resultante foi então normalizado em termos da potência de saída, para que seja possível aplicar este conceito a qualquer topologia de conversor estático de forma qualitativa.

Antes de aplicar as expressões desenvolvidas para a potência comutada nos conversores analisados neste capítulo, deve-se efetuar algumas considerações. No Capítulo 3, o conceito foi definido considerando-se uma situação ideal, isto é, onde a indutância do transformador, o indutor e o capacitor de filtro são tão grandes que não há ondulação na corrente e na tensão, respectivamente. Entretanto, isto não é viável na prática, pois levaria à utilização de componentes com dimensões muito grandes, inviabilizando o projeto das estruturas e comprometendo a própria dinâmica dos sistemas.

Sabe-se então que as ondulações na corrente e na tensão são inversamente proporcionais aos valores da indutância e da capacitância, respectivamente. Como exemplo, considera-se a Fig. 2.7, que representa as formas de onda em um conversor *forward* a um interruptor. Verifica-se que a corrente no indutor possui uma dada ondulação, definida pela diferença entre os valores  $I_{o(máx)}$  e  $I_{o(min)}$ . Obtendo-se a média entre esses valores, constata-se que a corrente que circula no indutor possui valor médio igual à corrente de carga  $I_o$ .



A corrente no indutor é composta de duas parcelas, circulando primeiro pelo diodo secundário  $D_{S1}$  e posteriormente pelo diodo secundário  $D_{S2}$  ao longo de um ciclo completo de comutação. Logo, esta ondulação surge também nas formas de onda das correntes no diodo e no interruptor do primário, considerando ainda a relação de transformação do transformador de alta frequência. Consequentemente, os máximos valores de corrente aos quais estes elementos estarão submetidos são iguais a  $I_{p(máx)}$ , que depende da especificação de projeto.

Se a ondulação da corrente for muito grande, isto pode levar à interpretação errônea da potência comutada. Então, caso se deseje obter a curva da potência comutada por um dado conversor através da simulação ou de um protótipo experimental, deve ser considerada a média entre os valores máximo e mínimo assumidos pela tensão e/ou corrente em um dado elemento semiconductor quando se trata da ondulação correspondente.

Este procedimento foi efetivamente realizado neste trabalho, pois se deseja comprovar a validade das expressões desenvolvidas no Capítulo 3. Assim, a simulação de conversores utilizando modelos SPICE mostra-se uma ferramenta confiável [24]. Desse modo, é possível simular sistemas que utilizam desde componentes passivos simples a elementos semicondutores complexos, considerando também a influência dos respectivos parâmetros intrínsecos nos testes [25]. Portanto, o aplicativo OrCAD foi utilizado na obtenção das curvas da potência comutada nos conversores anteriormente estudados, pois emprega a modelagem SPICE, que por sua vez permite a obtenção de resultados mais realistas.

Verificou-se nas expressões do Capítulo 3 que a potência comutada depende apenas do valor da razão cíclica nominal, não sendo relacionada às características dos elementos semicondutores ou outros componentes do conversor. Porém, os conversores básicos isolados possuem perdas nos elementos semicondutores, transformadores de alta frequência, indutores de filtro e capacitores de filtro, de modo que o rendimento naturalmente torna-se menor que 100%. Isto posto, é possível afirmar que com a utilização do cálculo da potência comutada em um conversor, é possível indicar qual estrutura apresenta melhor desempenho dentre várias opções disponíveis. Comprova-se esta afirmação comparando as curvas de rendimentos dos conversores da Fig. 4.1 com as curvas das potências comutadas na Fig. 4.2 e na Fig. 4.3, mostrando que os conversores com melhor rendimento desenvolvem os menores valores de potência comutada.

A potência comutada por si só não é um critério capaz de indicar de modo definitivo qual é a melhor topologia dentre várias opções possíveis para uma aplicação específica, pois engloba apenas aspectos que tangem aos esforços nos semicondutores. Portanto, é importante conhecer as características particulares da aplicação e dos conversores estáticos em análise.

Conclui-se então que a potência comutada é um critério simples e rápido que permite indicar qual conversor apresenta melhor desempenho do ponto de vista dos semicondutores utilizados.

## 4.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende apenas da topologia, mas também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semiconductor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de *layout*, que introduzem elementos parasitas que prejudicam o funcionamento do circuito.

O conceito de potência comutada aplicado neste capítulo estabelece um critério que possibilita a realização, de forma simples, rápida e objetiva, de uma análise comparativa entre diversas topologias, permitindo determinar quais estruturas não apresentam um bom desempenho em um determinado ponto de operação.

Entretanto, o rendimento, volume e custos só podem ser quantitativamente avaliados, ainda, através dos métodos tradicionais. O conceito de potência comutada deve ser utilizado apenas para uma análise qualitativa, uma vez que os resultados obtidos através deste método consideram apenas as características próprias de cada topologia.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo da potência comutada aplicada aos conversores CC-CC isolados básicos. Foram analisadas as questões referentes aos esforços de tensão, mecanismos de perdas e rendimento das estruturas.

Embora várias conclusões específicas tenham sido previamente obtidas ao longo deste trabalho, destaca-se neste ponto a importância de uma abordagem geral do estudo desenvolvido, salientando os aspectos relacionados às contribuições oferecidas e à continuidade do mesmo.

Por meio do projeto e do estudo das estruturas, verificou-se que, para uma faixa de operação, as estruturas com maiores esforços de tensão e de corrente apresentam menor rendimento. Desta forma, os conversores *forward* com um e dois interruptores apresentam o melhor desempenho ao longo de toda faixa de carga em comparação com as demais topologias CC-CC isoladas.

Foi demonstrado que o método proposto consiste em um critério simples e rápido que permite definir qual topologia é a mais apropriada em um dado ponto de operação do ponto de vista das perdas nos elementos semicondutores. Considerando a faixa de operação escolhida, o conversor *forward* a um interruptor possui o melhor desempenho em comparação com os demais arranjos. Isto naturalmente é facilmente explicado em virtude do menor valor da potência comutada nestes últimos conversores.

As perdas por condução e comutação nos semicondutores foram efetivamente estimadas, comprovando que a potência comutada está diretamente relacionada ao mecanismo de perdas dos conversores. Assim, as topologias que possuem elevado valor de potência comutada normalizada tendem a apresentar perdas consideráveis e rendimento reduzido em toda a faixa de operação analisada. O estudo desenvolvido também demonstrou que a especificação correta de todos os elementos do estágio de potência é extremamente importante, pois tem impacto direto no rendimento. Caso os componentes semicondutores sejam superdimensionados, espera-se a redução imediata do rendimento ao longo da faixa de carga, sendo este um ponto importante na utilização dos MOSFETs, uma vez que a resistência de condução aumenta de forma significativa com a máxima tensão suportada. Além disso, tem-se que o custo dos elementos semicondutores aumenta de forma muito mais significativa com o aumento dos níveis de tensão do que com os níveis de corrente.

Constatou-se ainda por meio da simulação que as curvas obtidas para as potências comutadas nos conversores são muito próximas àquelas fornecidas pelas equações obtidas no Capítulo 3 e, desta forma, o estudo torna-se válido.

Longe de ser um critério definitivo que permita a extensiva comparação entre topologias de conversores estáticos, o conceito introduzido deve ser empregado para propósitos qualitativos, pois considera apenas as características próprias das estruturas em termos dos esforços nos semicondutores. Assim, é necessária a realização de estudos mais abrangentes que envolvam o custo dos circuitos de potência e de controle, número de componentes utilizados, tamanho e volume de elementos magnéticos e dissipadores, bem como diversos outros aspectos relevantes.

Diante do estudo desenvolvido, percebem-se alguns aspectos ainda insuficientemente explorados. Neste contexto, são propostos os seguintes tópicos ainda a serem evidentemente investigados no futuro:

- validação experimental do conceito da potência comutada;
- aplicação da metodologia desenvolvida a outras estruturas mais complexas com maior número de componentes semicondutores, ou mesmo a outras classes como os conversores CA-CC e CC-CA.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. G. Franquelo, I. Nagy e C. Wen, “Honoring Dr. Bimal K. Bose [Tributes]”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 2, pp. 12–14, 2009.
- [2] C. M. T. Cruz, F. K. A Lima e F. L. M. Antunes, “Unit Power Factor Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Loss Using a Non-Dissipative Passive Snubber”, IEEE International Conference on Industrial Electronics, pp. 1123–1128, 2002.
- [3] C. M. T. Cruz, F. K. A Lima e F. L. M. Antunes, “A Family of Turn-On And Turn-Off Nondissipative Passive Snubbers for Soft-Switching Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Losses”, Power Electronics Specialists Conference, vol. 5, pp. 3745–3750, 2004.
- [4] K. M. Smith Jr. e K. M. Smedley, “Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters. I. with Minimum Voltage Stress Circuit Cells”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, no. 3, pp. 336–344, Maio 2001.
- [5] K. M. Smith Jr. e K. M. Smedley, “Lossless Passive Soft Switching Methods for Inverters and Amplifiers”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no. 1, pp. 164–173, Janeiro 2000.
- [6] K. M. Smith Jr. e K. M. Smedley, “Properties and Synthesis of Lossless, Passive Soft Switching Converters”, Proceedings of the 1st International Congress in Israel on Energy Power & Motion Control, pp. 112–119, Maio 1997
- [7] IEEE Xplore. Disponível em <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWel.jsp>. Acesso em 01/07/2012.
- [8] H. R. Rashid, “Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações”, Makron Books, 1999.
- [9] I. Barbi, “Eletrônica de Potência”, 3ª edição, edição do autor, 2000.
- [10] J. P. M. Figueiredo, “Contribuição para A Análise do Desempenho de Conversores Estáticos Sob a Ótica dos Elementos Semicondutores”, São João del-Rei-MG. Dissertação de Mestrado – UFSJ, 2012.

- [11] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”. Wiley International Edition. John Wiley & Sons, 3ª edição, 2003.
- [12] I. Barbi, “Projetos de Fontes Chaveadas”, 4ª edição, edição do autor, 2001.
- [13] I. Barbi, C. H. I. Font e R. L. Alves, “Projeto Físico de Indutores e Transformadores”, 11 pp, 2002.
- [14] C. W. T. McLyman, “Transformer and Inductor Design Handbook”. Editora Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [15] Thornton Eletrônica Ltda. - Núcleos de Ferrite. Disponível em <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em 01/07/2013.
- [16] J. A. Pomílio, “Eletrônica de Potência”. Disponível em <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/eltpot/cap1.pdf>. Acesso em 01/05/2013.
- [17] I. Barbi e D. C. Martins, “Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados”, 2ª edição, edição dos autores, 2006.
- [18] Microchip, “AN127 – Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)”. Disponível em <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01207b.pdf>. Acesso em 01/07/2013.
- [19] R. W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”, Chapman & Hall, 1997.
- [20] J. W. Kolar e H. Ertl, “Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on The Mains”, 21st International Telecommunications Energy Conference, 16 pp, 1999.
- [21] N. O. Sokal, R. Redl e A. S. Kislovski, “Dynamic Analysis of Switching-Mode DC-DC Converters”, Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [22] M. C. Cavalcanti, E. R. da Silva, C. B. Jacobina, D. Boroyevich e W. Dong, “Comparative Evaluation of Losses in Soft and Hard-Switched Inverters”, 38th IAS Annual Meeting. Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 1912–1917, 2003.
- [23] Konrong Wang, F. C. Lee, Guichao Hua e D. Borojevic, “A Comparative Study of Switching Losses of IGBTs Under Hard-Switching, Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-Switching”, 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1196–1204, 1994.

- [24] J. Zarebski, K. Gorecki, “The Electrothermal Large-Signal Model of Power MOS Transistors for SPICE”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, pp. 1265-1274, Maio 2010.
- [25] M. Antoniou, F. Udrea e F. Bauer, “The Superjunction Insulated Gate Bipolar Transistor Optimization and Modeling”, IEEE Transactions on Electronic Devices, vol. 57, no. 3, pp. 594-600, Maio 2010.

## ANEXO A

### PROJETO ESTRUTURAL DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS

#### A.1 - PROJETO DE INDUTORES

O sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor estático está diretamente relacionado ao projeto adequado dos elementos magnéticos.

O grande problema reside no fato que transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas, tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, entre outros.

Tais elementos parasitas se refletem em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor, que tipicamente são picos de tensão nos semicondutores, aumento das perdas e emissão dos níveis de ruído (interferência eletromagnética conduzida e irradiada).

#### A.2 - ESCOLHA DO NÚCLEO APROPRIADO

O núcleo e o carretel com perfil EE podem ser visualizados na Fig. A.1, sendo que  $A_e$  e  $A_w$  representam a área da seção transversal do núcleo e a área da janela do carretel, respectivamente.

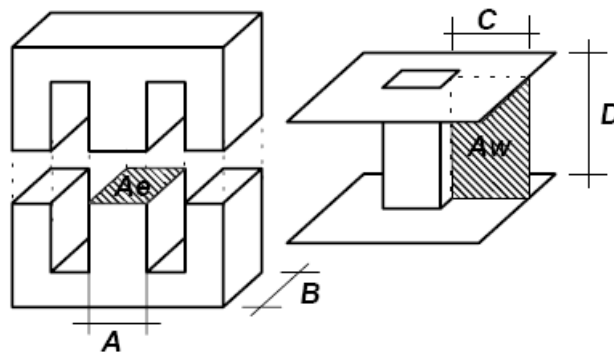


Fig. A.1 – Núcleo e carretel do tipo EE.

O projeto estrutural do indutor é baseado nas leis de Ampère e Faraday:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H \cdot l = N \cdot i \quad (\text{A.1})$$

onde:

$H$  – campo magnético [A/m];

$l$  – comprimento do condutor [cm];

$N$  – número de espiras;

$i$  – corrente [A].



$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (\text{A.2})$$

sendo:

$\Delta\Phi$  – variação de fluxo magnético [T];

$\Delta t$  – intervalo de tempo [s].

É importante considerar também a relação volt-ampère no indutor e a relação entre indução magnética e campo magnético, dadas por (A.3) e (A.4), respectivamente:

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (\text{A.3})$$

$$B = \mu_o \cdot H \quad (\text{A.4})$$

onde:

$L$  – indutância [H];

$B$  – densidade de fluxo magnético [ T];

$\mu_o$  – permeabilidade do vácuo [H/m];

$\Delta i$  – variação de corrente [A];

Iguando (A.2) e (A.3), tem-se:

$$N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \Rightarrow N \cdot \Delta\phi = L \cdot \Delta i \quad (\text{A.5})$$

Além disso, a seguinte expressão é válida:

$$\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e \quad (\text{A.6})$$

Considerando que a corrente no indutor  $I_{L(pico)}$  é máxima, tem-se o máximo valor da densidade de fluxo magnético ( $B_{máx}$ ). Substituindo-se (A.6) em (A.5), chega a:

$$N \cdot B_{máx} \cdot A_e = L \cdot I_{L(pico)} \Rightarrow N = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{máx} \cdot A_e} \quad (\text{A.7})$$

A máxima densidade de corrente é dada por:

$$J_{máx} = \frac{N \cdot I_{L(ef)}}{A_p} \quad (\text{A.8})$$

onde:

$J_{máx}$  – máxima densidade de corrente [A/cm<sup>2</sup>];

$A_p$  – área transversal do enrolamento de cobre [cm<sup>4</sup>];

$I_{L(ef)}$  – corrente eficaz no indutor [A].

É necessário definir o fator de ocupação do cobre dentro do carretel dado por  $k_w$ . O valor típico para a construção de indutores é 0,7, podendo variar de acordo com a aplicação.

Pode-se definir  $k_w$  como:

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (\text{A.9})$$

Sendo assim, pode-se reescrever a expressão (A.8) como:

$$N = \frac{J_{m\acute{a}x} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{L(ef.)}} \quad (\text{A.10})$$

Igualando (A.7) a (A.10), define-se o valor do produto  $A_e \cdot A_w$  necessário para a escolha do núcleo do indutor:

$$\frac{J_{m\acute{a}x} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{L(ef.)}} = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \Rightarrow A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L(pico)} \cdot I_{L(ef.)}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot k_w} \cdot 10^4 [\text{cm}^4] \quad (\text{A.11})$$

O fator  $10^4$  é incluído para ajustar a unidade em  $\text{cm}^4$ .

### A.3 - ENTREFERRO

A indutância depende diretamente do número de espiras  $N$  e da relutância total  $\mathfrak{R}$  do circuito magnético, conforme pode ser verificado na expressão (A.12).

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{total}} \quad (\text{A.12})$$

Sempre existirá uma oposiao à passagem de fluxo em virtude da relutância, que pode ser calculada de acordo com:

$$\mathfrak{R}_{núcleo} = \frac{l_c}{\mu_{núcleo} \cdot A_e} \quad (\text{A.13})$$

sendo:

$\mu_{núcleo}$  – permeabilidade magnética do núcleo [H/m].

Considerando um entreferro de ar, a relutância adicionada por ser expressa por:

$$\mathfrak{R}_{entreferro} = \frac{l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (\text{A.14})$$

onde:

$l_{entreferro}$  – comprimento do entreferro (cm).

Considerando a relutância do entreferro muito maior que a relutância do núcleo, a expressão (A.12) pode ser reescrita como:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{entreferro}} \quad (\text{A.15})$$

Substituindo (A.12) em (A.13), tem-se:

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} [\text{cm}] \quad (\text{A.16})$$

O fator  $10^{-2}$  é incluído para ajustar a unidade em cm.

#### A.4 - CÁLCULO DA SEÇÃO TRANSVERSAL DOS CONDUTORES

Como o indutor é projetado para altas frequências, deve-se considerar o efeito pelicular que limita a área máxima do condutor a ser empregado. O raio de cada condutor deve ser menor do que a profundidade de penetração dada pela expressão (A.17).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (\text{A.17})$$

onde:

$f_s$  – frequência de comutação [Hz].

Assim, o condutor utilizado não deve possuir o diâmetro superior a  $2 \cdot \Delta$ .

O cálculo da seção necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor, conforme pode ser verificado na expressão (A.18).

$$S_{condutor} = \frac{I_{L(ef)}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (\text{A.18})$$

Para que o diâmetro do condutor não seja superior ao limite fixado, é necessário associar condutores em paralelo. Dessa forma, pode-se conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios condutores. O número de condutores é calculado por:

$$n_{condutores} = \frac{S_{condutor}}{S_{skin}} \quad (\text{A.19})$$

onde  $S_{skin}$  é a área do condutor escolhido em  $\text{cm}^2$ .

#### A.5 - PROJETO DE TRANSFORMADORES

Partindo da premissa que as mesmas expressões supracitadas usadas no projeto de indutores operando em alta frequência são válidas, pode-se empregá-las para o dimensionamento estrutural de transformadores. Porém, no caso dos transformadores não há a necessidade da utilização de entreferro (com exceção do transformador do conversor *flyback*, que na verdade não funciona como transformador, mas sim como indutores acoplados), pois, idealmente, em um transformador não há armazenamento de energia. Isto se justifica uma vez que toda a energia é instantaneamente transferida do primário para o secundário [13].