

KEFAS DAMAZIO COELHO

**CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA
TENSÃO DE ENTRADA PARA FONTES
AUXILIARES**

FLORIANÓPOLIS

2004

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA
TENSÃO DE ENTRADA PARA FONTES
AUXILIARES**

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

KEFAS DAMAZIO COELHO

Florianópolis, dezembro de 2004

CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TENSÃO DE ENTRADA PARA FONTES AUXILIARES

Kefas Damazio Coelho

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Ivo Barbi, Dr. Ing., Orientador

Denizar Cruz Martins, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Ivo Barbi, Dr. Ing., Presidente

Humberto Pinheiro, Ph.D.

Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Dr.

Enio Valmor Kassick, Dr.

Denizar Cruz Martins, Dr.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TENSÃO DE ENTRADA PARA FONTES AUXILIARES

Kefas Damazio Coelho

Dezembro de 2004

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-Chave: Conversores CC-CC, Fontes Auxiliares, Forward, Flyback.

Número de Páginas: 230.

RESUMO: A presente tese mostra o estudo de fontes auxiliares que permitem uma tensão de entrada de 300Vcc até 1200Vcc. Todas as estruturas apresentam redução na tensão de bloqueio dos interruptores como sendo metade do valor da tensão de entrada e permitem múltiplas saídas. Duas das estruturas estudadas são inéditas na literatura e possuem como característica principal a elevada semelhança com os conversores conhecidos *forward* e *flyback*. A essas estruturas, devido justamente ao seu ineditismo, uma ênfase maior é dada com relação às etapas de funcionamento e mecanismo de transferência de energia. As outras duas estruturas são conversores já apresentados na literatura e mostrados nesta tese apenas para efeito de comparação. O foco desta comparação se dá principalmente na questão do uso destes conversores em potências de poucas centenas de watts e múltiplas saídas. O outro foco de comparação é a questão do equilíbrio da tensão dos capacitores que fazem a divisão da tensão de entrada e permitem o grampeamento da tensão de bloqueio nos interruptores.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

DC-DC CONVERTERS WITH HIGH INPUT VOLTAGE FOR AUXILIARY POWER SUPPLIES

Kefas Damazio Coelho

December of 2004

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: DC-DC Converters, Auxiliary Supplies, Forward, Flyback.

Number of Pages: 230.

ABSTRACT: This thesis presents a study of auxiliary power supplies that can support input voltages from 300Vcc up to 1200Vcc. The main characteristics of all structures are the reduced off-voltage over the switches as half of the input voltage, and the multiple outputs. Two of them are new ones, unpublished on the technical literature, and have the advantage of being very similar with the well known *forward* and *flyback* converters. These ones are the main focus of the thesis, with detailed description of their way to transfer energy. The two other structures were already published and are here just for a comparison. This comparison is made to find the best solution for the use of these converters in small hundred watts and multiple output sources applications. Another basis of comparison is the input voltage capacitors balance. These capacitors are very important in the clamping voltage on the switches.

"A vida é tão boa, basta vivê-la."

Gabriela, em "Gabriela Cravo e Canela" - Jorge Amado

A Deus

À Ana Luiza

Ao Pedro, Adelir,
Lúcio, Cristiano, Amanda e os seus

Agradecimentos

Ao Professor Ivo Barbi, pela brilhante e objetiva orientação deste trabalho, pelos ensinamentos proporcionados ao longo do curso de doutorado, pela amizade e confiança depositada na minha pessoa, e pela sua enorme contribuição acadêmica à educação no Brasil.

Aos Professores Arnaldo José Perin, Ênio Kassick, Denizar Cruz Martins, Hari Mohr, João Carlos Fagundes e Alexandre Ferrari de Souza, pelos valiosos ensinamentos e cordialidade dispensados durante a realização do curso.

Aos membros externos da banca examinadora, professores Humberto Pinheiro e Edurado Romanelli, pelo tempo dedicado à leitura e pelas valiosas sugestões para melhorar este trabalho.

Aos meus colegas e grandes amigos Sérgio Vidal, Yales Novaes, Luis Cândido Tomaselli, José Augusto, Deivis Borgonovo, pelas valiosas sugestões, companheirismo, cumplicidade, amizade.

Aos meus colegas e grandes amigos Carlos Illa Font, Samir Mussa, Everton Ferret, Clóvis Petry, Stephanie Katherine, pela amizade, sugestões e grande ajuda, sempre.

A todos os colegas e amigos doutorandos e mestrandos do INEP, pelo companheirismo, pelo bom dia, pela risada... muitos amigos. A todos ex-colegas que passaram por aqui... muitos.

Aos técnicos do INEP, Luiz Marceluis Coelho, Antônio Pacheco, Rafael Carpes, pela amizade, profissionalismo e dedicação.

Aos meus grandes amigos Dulcemar Borges, Abraão Hipólito, Elizabete.

À empresa WEG S.A., em nome dos amigos Norton Petry, Adalberto Rossa e Gilvane Ferret, pela confiança e pelo seu profissionalismo.

Ao CNPq e à Universidade Federal de Santa Catarina, pelo apoio financeiro e pela estrutura oferecida para a realização do curso.

A todos aqueles que cultivam um bom dia, que espalham alegria, que desejam saúde, que gostam da vida, que gostam das pessoas e que nos fazem tão bem. A todos aqueles que trabalham e que sonham, que acreditam, e que tanto me ajudam.

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS	xiii
OBJETIVOS DA TESE E METODOLOGIA	xvii
CAPÍTULO 1. CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TENSÃO DE ENTRADA.....	1
1.1. Introdução	1
1.2. Conversores para acionamentos: o problema da fonte auxiliar	2
1.3 Conversores Básicos.....	6
1.4 Interruptores para conversores CC-CC: alta-tensão	9
1.5 Conversores CC-CC com elevada tensão de entrada.....	11
1.6 Conclusão	19
CAPÍTULO 2. CONVERSOR DUPLO-FORWARD.....	21
2.1. Introdução	21
2.2. Apresentação do conversor.....	22
2.3. Etapas de funcionamento.....	23
2.4. Análise matemática.....	33
2.5. Projeto e simulação	45
2.6. Resultados experimentais	50
2.7. Conclusão	57
CAPÍTULO 3. CONVERSOR DUPLO-FLYBACK.....	59
3.1. Introdução	59
3.2. Apresentação do conversor.....	59
3.3. Etapas de funcionamento.....	61
3.4. Análise matemática.....	68
3.5. Projeto e simulação	81
3.6. Resultados experimentais	85
3.7. Conclusão	91
CAPÍTULO 4. A QUESTÃO DO DESEQUILÍBRIO NOS NOVOS CONVERSORES FORWARD E FLYBACK	93
4.1. Introdução	93
4.2. Solução para o desequilíbrio.....	94
4.3. Análise do desequilíbrio no conversor <i>forward</i>	97
4.4. Análise do desequilíbrio no conversor <i>flyback</i>	110
4.5. Resultados experimentais	119

4.6. Conclusão	125
CAPÍTULO 5. CONVERSOR DUPLO-MEIA-PONTE.....	127
5.1. Introdução	127
5.2. Apresentação do conversor.....	127
5.3. Etapas de funcionamento.....	128
5.4. Análise matemática.....	134
5.5. Projeto e simulação	138
5.6. Resultados experimentais	142
5.7. Conclusão	148
CAPÍTULO 6. CONVERSOR MEIA-PONTE-TRÊS-NÍVEIS.....	149
6.1. Introdução	149
6.2. Apresentação do conversor.....	149
6.3. Etapas de funcionamento.....	151
6.4. Análise teórica.....	157
6.5. Projeto e simulação	162
6.6. Resultados experimentais	166
6.7. Conclusão	173
CAPÍTULO 7. A QUESTÃO DO DESEQUILÍBRIO NOS CONVERSORES DUPLO-MEIA PONTE E MEIA-PONTE-TRÊS-NÍVEIS.....	175
7.1. Introdução	175
7.2. Análise do desequilíbrio do conversor meia-ponte.....	175
7.3. Análise do desequilíbrio no conversor meia-ponte-três-níveis	187
7.4. Resultados experimentais	195
7.5. Conclusão	199
CAPÍTULO 8. CONVERSORES APRESENTADOS: UMA COMPARAÇÃO	201
8.1. Introdução	201
8.2. Resumo dos conversores apresentados.....	201
8.3. Comparação física	203
8.4. Comparação das principais variáveis.....	205
8.5. Resultados de simulação	207
8.6. Resultados experimentais	210
8.7. Conclusão	212
CONCLUSÃO GERAL	215
APÊNDICE.....	219
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	225

LISTA DE SÍMBOLOS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C	Capacitor genérico, quando indicando elemento de um circuito; Capacitância, quando indicando o valor de um componente.	Coulomb
D	Diodo genérico	
E	Refere-se à tensão de entrada de um conversor genérico	Volts
G	Ganho genérico entre duas grandezas de mesma unidade	
L	Indutor genérico, quando indicando elemento de um circuito; Indutância, quando indicando o valor de um componente.	Henry
MOSFET	<i>Metal over silicon field efect transistor</i>	
N	Número de espiras de um enrolamento	
n	Relação de espiras entre dois enrolamentos	
S	Interruptor ativo genérico (pode ser transistor, MOSFET, IGBT)	
T	Período genérico	Segundos
t	Instante de tempo genérico	Segundos
V	Tensão	Volts
Δt	Intervalo de tempo (tempo final - tempo inicial)	Segundos
η	Rendimento genérico	
ω	Frequência de ressonância	Hz
f	Frequência genérica	Hz
ΔV	Intervalo de tensão (tensão final menos tensão inicial)	Volts
ΔI	Intervalo de corrente (corrente final menos corrente inicial)	Ampères
I	Corrente	Ampères
P	Potência	Watts
RSE	Resistência série equivalente	Ohms

R	Resistor, quando indicando elemento de um circuito; Resistência, quando indicando o valor de um componente.	Ohms
Vf	Tensão imposta ao filtro de saída de um conversor	Volts
D	Razão cíclica	
Φ	Fluxo magnético	Webers

Sub-índices utilizados

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
1, 2, ...	Designa em ordem crescente os elementos de um circuito
C	Refere-se à abreviação de <i>clamp</i> - grampeamento
DS	Refere-se à abreviação de <i>dreno-source</i>
f	Refere-se à abreviação de <i>final</i>
G	Refere-se à abreviação de <i>grampeamento</i>
i	Refere-se à abreviação de <i>input</i> - entrada
m	Refere-se à abreviação de <i>magnetizante</i>
max	Refere-se à abreviação de máximo
o	Refere-se à abreviação de <i>output</i> - saída
on	Refere-se à palavra em inglês <i>on</i> - ligado
prim	Refere-se à abreviação de <i>primário</i>
sec	Refere-se à abreviação de <i>secundário</i>
s	Refere-se à abreviação de <i>switching</i> - comutação
min	Refere-se à abreviação de <i>mínimo</i>
med	Refere-se à abreviação de <i>médio</i>
ef	Refere-se à abreviação de <i>eficaz</i>
eq	Refere-se à abreviação de <i>equivalente</i>

r	Refere-se à abreviação de <i>ressonante</i>
crit	Refere-se à abreviação de <i>crítica</i> - condução crítica

OBJETIVOS DA TESE E METODOLOGIA

Um dos principais motivadores do estudo de conversores CC-CC, que permitem a redução dos valores de tensão de bloqueio sobre os interruptores, foi a grande importância do uso destes como fontes de auxiliares de conversores de grande potência integrados em sistemas de alimentação diversos.

Em telecomunicações, por exemplo, usam-se conversores CA-CC pré-reguladores conectados à fonte de alimentação da rede elétrica. Em acionamentos, estes mesmos conversores também são usados em um primeiro estágio de conversão de energia. É a conversão CA-CC que possibilita a conexão de um segundo estágio capaz de adaptar a tensão contínua aos fins necessários. No caso de telecomunicações, o segundo estágio é formado por um conversor CC-CC que adapta a tensão retificada para valores menores. Para aplicações em acionamentos, os conversores deste segundo estágio são geralmente inversores de frequência, que podem ser utilizados tanto em tração como em frenagem de motores de corrente alternada.

Os pré-reguladores são conversores com características de elevadores de tensão, e operam com uma tensão CC de saída no mínimo maior do que o valor de tensão de pico da rede. Em telecomunicações, estes valores podem chegar a 900V, para retificadores alimentados em 560V_{AC}.

Em acionamentos os valores são ainda mais elevados. Motores de indução de elevada potência são alimentados muitas vezes em média e alta tensão, podendo chegar a valores de 13,8kV.

O problema do acionamento desses motores, e por conseqüência, dos conversores CC-CA utilizados nesses acionamentos é alvo de muito estudo e discussão científica. Muitas soluções já foram estudadas e testadas, tendo inclusive técnicas já consagradas nos ditos inversores multiníveis de tensão [16, 23]. Em valores de tensão não tão elevados, a procura por maiores rendimentos, compactação, comutação suave, já obteve boas soluções [13, 18, 19, 20]. Muitas estruturas, algumas novas, se mostraram eficientes nas aplicações de potências consideráveis (dezenas de kW) [17, 26].

No mesmo caminho dos estudos para as fontes a serem colocadas nas saídas dos pré-reguladores, estão as fontes auxiliares. Essas fontes são usadas para a

alimentação da eletrônica necessária para manter alimentados todos os periféricos fundamentais aos circuitos de potência e controle.

Essas fontes auxiliares seguem o caminho da compactação, fazendo com que os transformadores de baixa frequência deixem de ser admitidos como solução deste problema. Além disso, existem muitas aplicações onde é necessário que os conversores continuem operando mesmo na falta da rede. Dessa forma, busca-se nos terminais de tensão contínua dos pré-reguladores a melhor alternativa para a alimentação dessas fontes. Trata-se agora com alguns dos problemas dos conversores de alta-potência, tendo os esforços de tensão nos interruptores como o principal deles.

Aqui, o fator comutação suave não é tão crítico. Porém, a redução da tensão sobre o interruptor passa a ser um dos principais objetivos. Tipicamente, as soluções para potências pequenas (poucas centenas de Watts), apresentam sobre o interruptor principal o dobro da tensão de entrada. Por isso, tornam-se soluções inviáveis para aplicações desse tipo, pois esbarram na especificação de interruptores comerciais de baixa potência para este fim.

Outro ponto importante no projeto de fontes auxiliares é o fator confiabilidade. A confiabilidade está ligada ao tempo médio entre falhas do conversor. Este tempo é tanto menor quanto maior for o número de componentes e a temperatura de operação dos mesmos.

Busca-se então, estruturas que possuam o menor número de componentes possível, tanto na potência como no comando, e que operem de maneira eficiente, com pouca dissipação de calor, e tensão reduzida sobre os interruptores.

A variação da tensão de entrada dessas estruturas também se apresenta como uma restrição de projeto. Tem-se, nesse caso, uma aplicação bem específica: um sistema retificador-inversor alimentando uma centrifugadora com potência muitas vezes superior ao da fonte auxiliar. Esta carga possui a característica de drenar potência da rede, e por consequência do barramento CC, quando é acelerada. Quando é frenada, o fluxo de potência se inverte, dando-se agora da carga para o barramento. Nessa situação a tensão do barramento, que é a mesma tensão de entrada da fonte auxiliar, quadruplica.

Em busca de respostas possíveis para o problema colocado, são apresentadas, primeiramente, duas estruturas ainda não conhecidas na literatura. Estas

estruturas apresentam o seu funcionamento parecido com soluções clássicas, porém com as vantagens necessárias para sua utilização dentro dos pré-requisitos a que o trabalho se propõe.

A apresentação e análise dessas estruturas possui todas as características e desafios de fontes ainda não testadas. Seu estudo deve ser minucioso e detalhado, de forma a aumentar ao máximo a possibilidade do sucesso das novas topologias.

Este estudo é enriquecido com a comparação do desempenho das estruturas novas com estruturas já testadas na literatura. Uma delas, já consagrada em potências de poucas dezenas de quilowatts, será agora julgada em pequenas potências e múltiplas saídas. A outra, já foi implementada como fonte auxiliar e servirá como objeto de comparação e de uma prospecção maior.

O trabalho tende também a levantar uma questão fundamental na concepção de conversores multiníveis: o equilíbrio da tensão nos capacitores divisores utilizados neste tipo de fonte. A garantia da divisão de tensão nos interruptores colocados em série depende fundamentalmente do elemento que possibilita o grampeamento desta tensão. Conversores multiníveis vêm acompanhados, em sua grande maioria, por capacitores divisores da tensão CC de barramento. Se esses capacitores não dividirem corretamente a tensão de entrada, todo o esforço feito para se alcançar o objetivo da redução da tensão sobre os interruptores é inútil.

Todo o estudo virá acompanhado de uma análise matemática detalhada contendo as características fundamentais de cada conversor. Por fim, comprovam-se as conclusões teóricas obtidas através da construção e teste dos protótipos em bancada.

Esta tese se propõe, portanto, ao estudo de novas topologias de conversores CC-CC, abordadas aqui para potências de poucas centenas de Watts, buscando soluções elegantes e simples para fontes auxiliares. Pretende também fazer uma comparação crítica dessas novas soluções com outras já conhecidas, bem como levantar a discussão sobre o equilíbrio da tensão nos capacitores de entrada destes tipos de fontes.

CAPÍTULO 1

CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TENSÃO DE ENTRADA

1.1 Introdução

Este primeiro capítulo tem como objetivo fundamentar a proposta de pesquisa apresentada na introdução. A partir da apresentação do problema, certificando-se da sua existência concreta no âmbito da eletrônica de potência, colocam-se as alternativas para as soluções do mesmo.

Essas alternativas são apresentadas inicialmente dentro do que já existe na literatura. A partir dessas, novas alternativas são propostas e fecha-se dessa forma o foco do estudo, dando a ele direção e sentido.

Neste capítulo, é apresentada uma revisão dos conversores básicos dando enfoque aos valores de tensão de bloqueio sobre os interruptores principais desses conversores. Começa-se pelos conversores não isolados e apresenta-se também os isolados. A seguir, é apresentado o estado da arte no estudo de conversores CC-CC que permitem a redução da tensão sobre os interruptores principais. Algumas estruturas são citadas enfocando suas principais características.

Faz-se também um comentário sobre as características dos interruptores existentes no mercado. Este comentário tem como objetivo mostrar os limites destes semicondutores e as opções existentes.

Portanto, este capítulo tem como objetivo apresentar o problema através de uma ótica mais técnica, levando em consideração as dificuldades maiores em um projeto deste tipo.

1.2 Conversores para acionamentos: o problema da fonte auxiliar.

O grande motivador deste estudo tem origem na necessidade da indústria da busca de uma fonte auxiliar, que pudesse suportar uma elevada tensão de entrada e uma grande variação dessa tensão. Esta fonte tem o objetivo de substituir o transformador de baixa frequência pela conversão em alta frequência, de forma a ser mais compacta e eficaz, sem perder em confiabilidade.

O sistema ao qual este conversor pretende operar consiste em uma aplicação típica de acionamentos elétricos. Este sistema é formado por um retificador ligado à rede trifásica como primeiro estágio. Este tipo de conversor, também conhecido como retificador ou mesmo pré-regulador, pode ser do tipo passivo ou ativo.

Os retificadores passivos mais conhecidos são formados por uma ponte de diodos (tipo “ponte de Graetz”) seguidos por um filtro capacitivo, como mostrado na Fig. 1.1. Estes retificadores são simples e robustos, porém apresentam como grande desvantagem o fato de inserirem na rede uma elevada distorção de corrente.

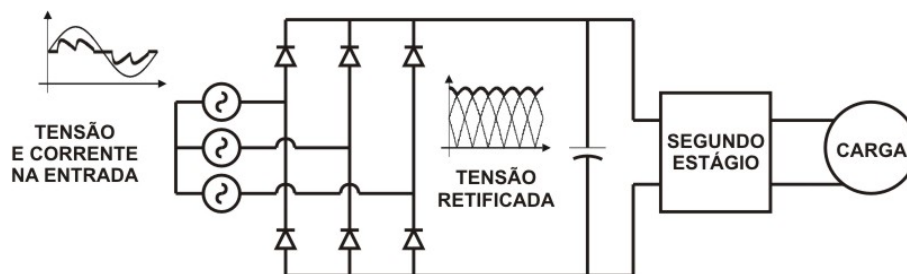


Fig. 1.1 – Retificador do tipo ponte de “Graetz”: corrente distorcida na fonte de entrada.

Com relação aos retificadores ativos, muita coisa tem sido estudada e muitos problemas ainda estão para serem resolvidos [1, 2, 3]. O principal objetivo destes retificadores é apresentar para a rede uma impedância equivalente a uma resistência, evitando dessa forma distorções na tensão ou na corrente e elevando o fator de potência.

No caso monofásico, o conversor *Boost* com correção de fator de potência apresentado na Fig. 1.2 é a estrutura mais difundida e amplamente utilizada. Esta estrutura tem a característica de ser elevadora de tensão, indicando assim que a tensão CC de saída é sempre maior do que a tensão do pico da rede na entrada.

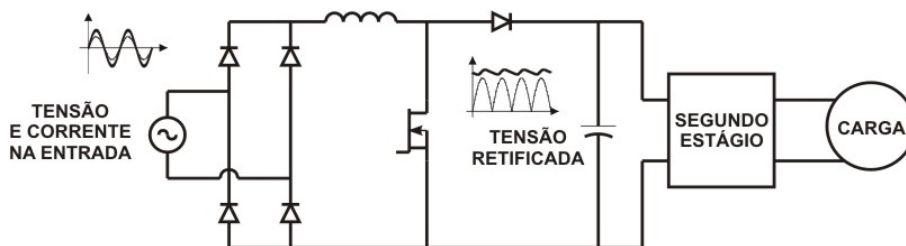


Fig. 1.2 – Pré-regulador monofásico tipo Boost: tensão e corrente senoidais na entrada.

Para o caso trifásico, uma estrutura que também é muito conhecida, além da estrutura em ponte completa clássica, é o retificador apresentado na Fig. 1.3 a título de ilustração [4, 5]. Este retificador possui também a característica *Boost*, o que significa que a tensão no barramento de saída é maior do que a tensão do pico da rede.

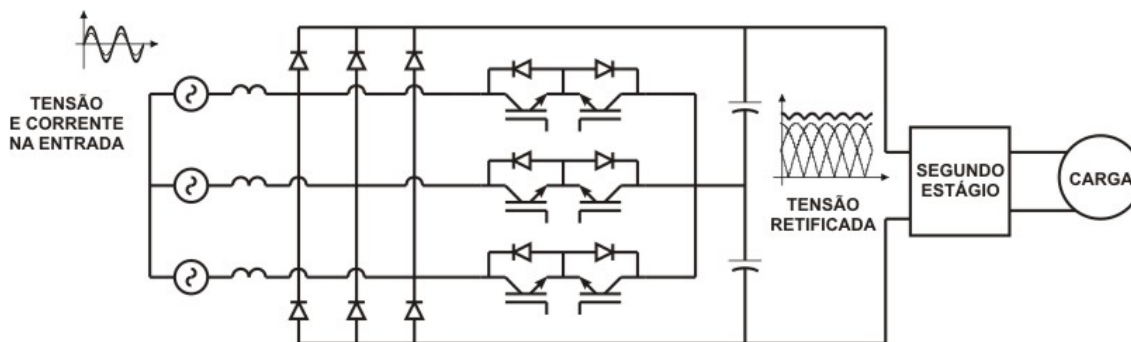


Fig. 1.3 – Pré-regulador trifásico tipo Boost: tensão na saída sempre maior do que o valor de pico da senóide de entrada.

O segundo estágio dessas fontes é formado por inversores onde, em muitos casos, a tensão de saída é retificada novamente de forma a compor um conversor CC-CC. Em acionamentos elétricos, o inversor trifásico em ponte consiste em um dos conversores mais utilizados (Fig. 1.4) onde, através de diferentes estratégias de modulação, o objetivo quase sempre é proporcionar um controle de velocidade, partida ou frenagem do motor que está se alimentando. [6, 7]

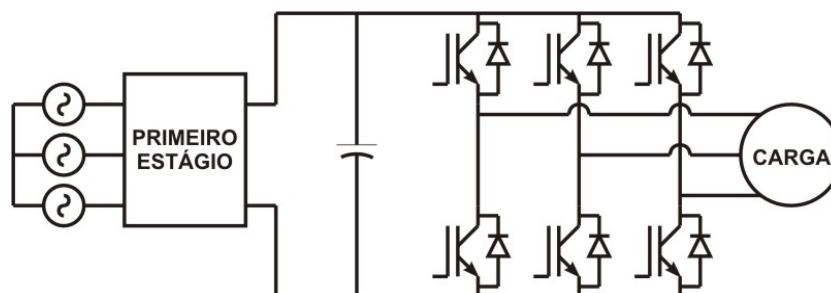


Fig. 1.4 – Retificador em ponte completa: configuração mais comum para o segundo estágio.

A questão das fontes auxiliares já pode ser agora pensada com maior clareza. A grande pergunta que aparece sempre é onde, e de que forma, buscar a alimentação da fonte auxiliar.

Muitas vezes, esta decisão sobre como alimentar um sistema, ou como fornecer a energia necessária aos circuitos auxiliares, é deixada em segundo plano. Em trabalhos acadêmicos esta decisão é considerada, às vezes, ainda mais irrelevante, uma vez que nem sempre as fontes precisam da autonomia requisitada em produtos comerciais. Dessa forma, fontes externas são adicionadas fornecendo a energia necessária aos circuitos de comando e controle.

Vista com mais cuidado, a decisão sobre onde e como adicionar uma fonte auxiliar em um circuito de maior potência pode gerar muitos problemas, ou, no sentido inverso, aumentar a confiabilidade de um produto. A fonte auxiliar, por ser essencial ao funcionamento de todo o sistema, necessita de uma preocupação grande com relação ao seu funcionamento adequado em todas as situações, seja de carga, distúrbios de entrada, ou outros.

Uma primeira solução para este circuito auxiliar é a colocação de um transformador de baixa frequência diretamente conectado à rede (Fig. 1.5). Dessa forma, isola-se completamente o problema da fonte auxiliar.

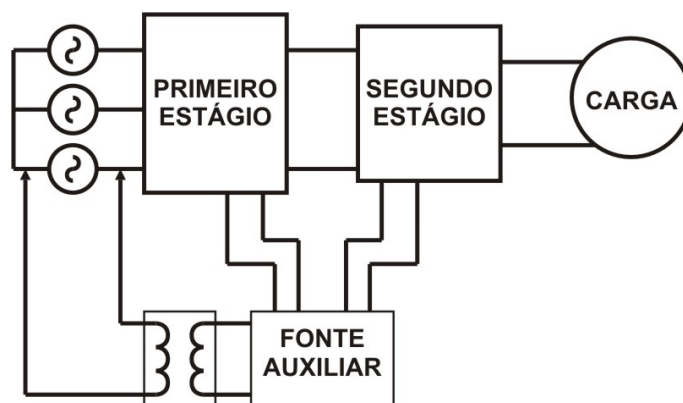


Fig. 1.5 – Fonte auxiliar alimentada diretamente pela rede: necessidade de um transformador de baixa frequência.

Porém, soluções deste tipo começam a ser discutidas e evitadas, uma vez que a busca por menor volume e maior desempenho chega também às fontes auxiliares. Dessa forma, uma escolha adequada para a colocação de um conversor com comutação em alta frequência capaz de fornecer todas as saídas necessárias às tensões

de comando e controle é o barramento CC disponível entre o primeiro e o segundo estágio. A colocação da fonte auxiliar neste barramento apresenta ainda uma grande vantagem em aplicações onde pode ocorrer uma falta na rede de entrada. Este barramento está presente tanto nos módulos carregadores de bateria utilizados em telecomunicações, quanto nos inversores utilizados em acionamentos elétricos.

A solução do barramento deve contar com as oscilações a que o mesmo é submetido. No caso estudado, a carga conectada ao inversor consiste em um motor de elevada velocidade e grande inércia. Assim, quando o motor acelera, a tensão no barramento fica abaixo da tensão nominal. Porém, durante as frenagens esta tensão sobe muito, pois uma vez que o retificador usado não é reversível, toda energia regenerada no barramento é dissipada em resistores. Esta técnica é conhecida como frenagem reostática (Fig. 1.6).

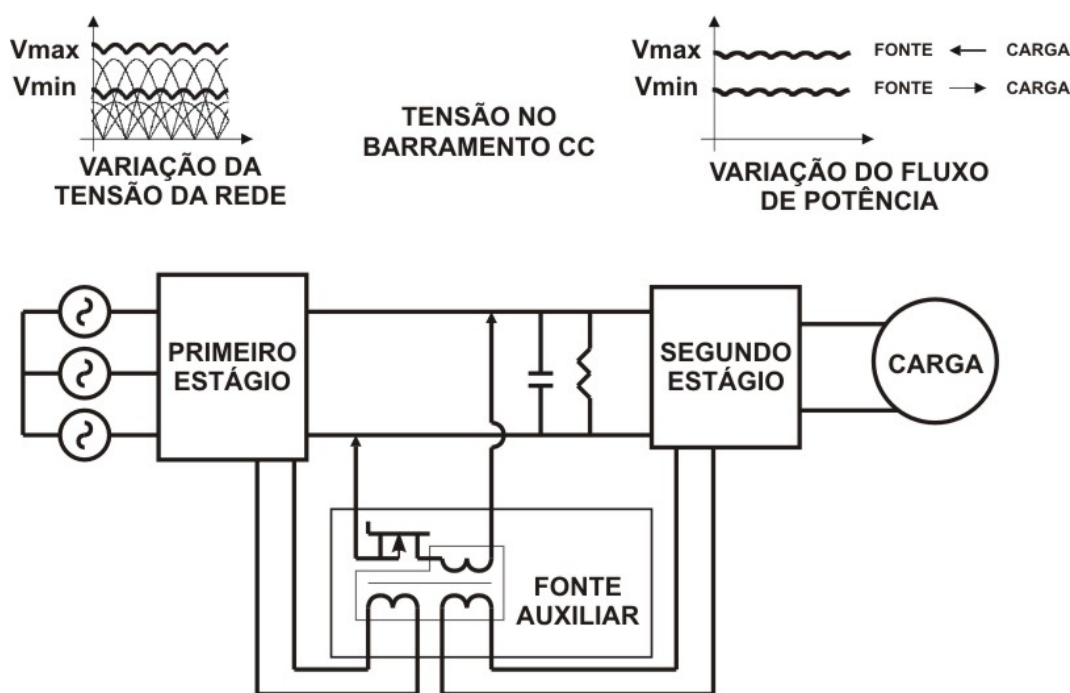


Fig. 1.6 – Fonte auxiliar colocada no barramento CC: oscilações no valor da tensão.

Neste tipo de frenagem pode-se injetar uma corrente contínua em uma das fases, ou reduzir gradativamente a frequência da fonte de alimentação. Dessa forma, o fluxo de potência se inverte, e a carga, no caso o motor, passa a gerador, injetando energia no barramento CC. Quando o estágio retificador não é bidirecional, esta energia acumulada precisa ser dissipada de alguma forma. A colocação de resistores em paralelo neste barramento faz com que essa energia seja dissipada em forma de

perda Joule. Porém, a tensão pode elevar-se muito, em torno de duas a três vezes a tensão nominal. Tem-se então uma elevada variação da tensão CC, sob a qual a entrada da fonte auxiliar é submetida.

Na busca desta solução é que a revisão a seguir é feita. O objetivo é garantir o bom funcionamento desta fonte auxiliar, juntamente com todas as suas saídas, substituindo com eficiência as fontes baseadas em transformação em baixa frequência.

1.3 Conversores básicos

Desde a criação do transistor no começo dos anos 50 e do desenvolvimento dos circuitos integrados em 60, os projetistas de equipamentos eletrônicos, para os mais diversos fins, vêm buscando conversores de energia cada vez menores, mais eficientes, mais baratos e mais confiáveis [8]. O aparecimento de transistores de potência rápidos ajudou na ascensão tecnológica das fontes chaveadas. [9].

Ao se mostrar aqui os conversores mais conhecidos, os quais serão chamados de “básicos”, procura-se enfatizar quais os limites de tensão que seriam necessários para que um projetista pudesse definir qual interruptor usar nesses equipamentos.

Esta revisão mostra que os conversores que possibilitam o “abaixamento” da tensão apresentam sobre o interruptor, no mínimo, uma tensão igual à tensão de entrada. A Fig. 1.7 mostra um pequeno resumo dos conversores básicos não isolados encontrados na literatura e a tensão reversa no interruptor principal de cada conversor [10].

As origens das fontes chaveadas também estão ligadas ao desenvolvimento de circuitos inversores. Mesmo antes do aparecimento do transistor, estes circuitos já eram projetados utilizando-se válvulas como chaves eletrônicas. O conversor *push-pull* descrito por Wagner [11] utilizava este tipo de tecnologia.

Após o surgimento dos transistores bipolares houve uma proliferação de conversores/inversores em todo o meio industrial e acadêmico. Em 1952 uma fonte de alta potência e baixa tensão descrita por Bryan [11] fazia transferência de energia para a carga, operando no modo *flyback* via transformador.

Os primeiros conversores do tipo *forward* que se têm notícia também datam do início dos anos 50 [11]. Estes conversores são amplamente utilizados para potências maiores que 50W.

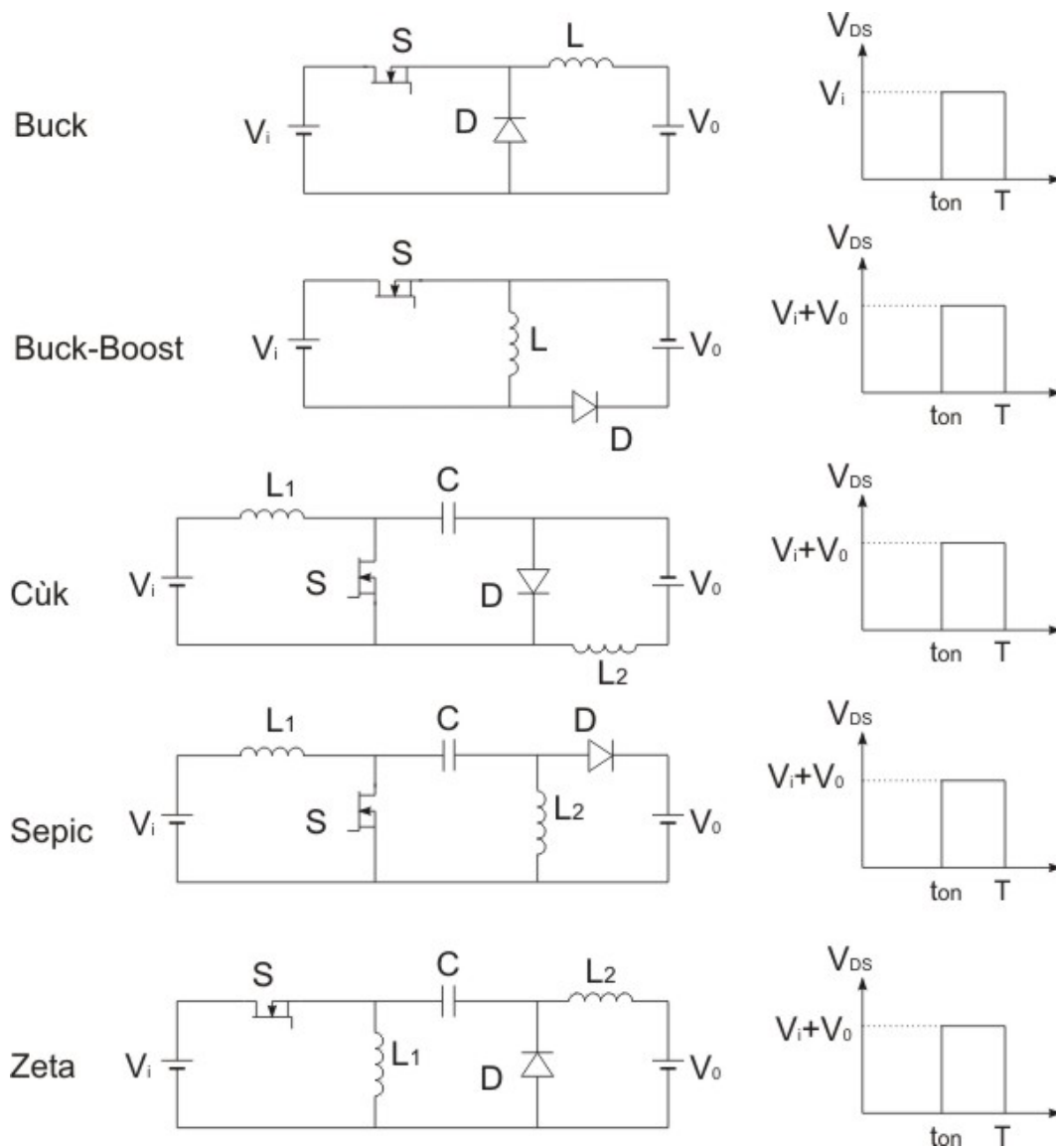


Fig. 1.7 – Conversores básicos não-isolados (que permitem o abaixamento da tensão) e tensão reversa sobre o interruptor principal.

O uso de transformadores em fontes chaveadas possibilita o isolamento galvânico, bem como adaptações de valores de tensões muito discrepantes. A Fig. 1.8 mostra as estruturas isoladas também conhecidas na literatura. Aqui, nota-se também que os valores de tensão reversa sobre os interruptores nunca são menores do que o valor da tensão de entrada.

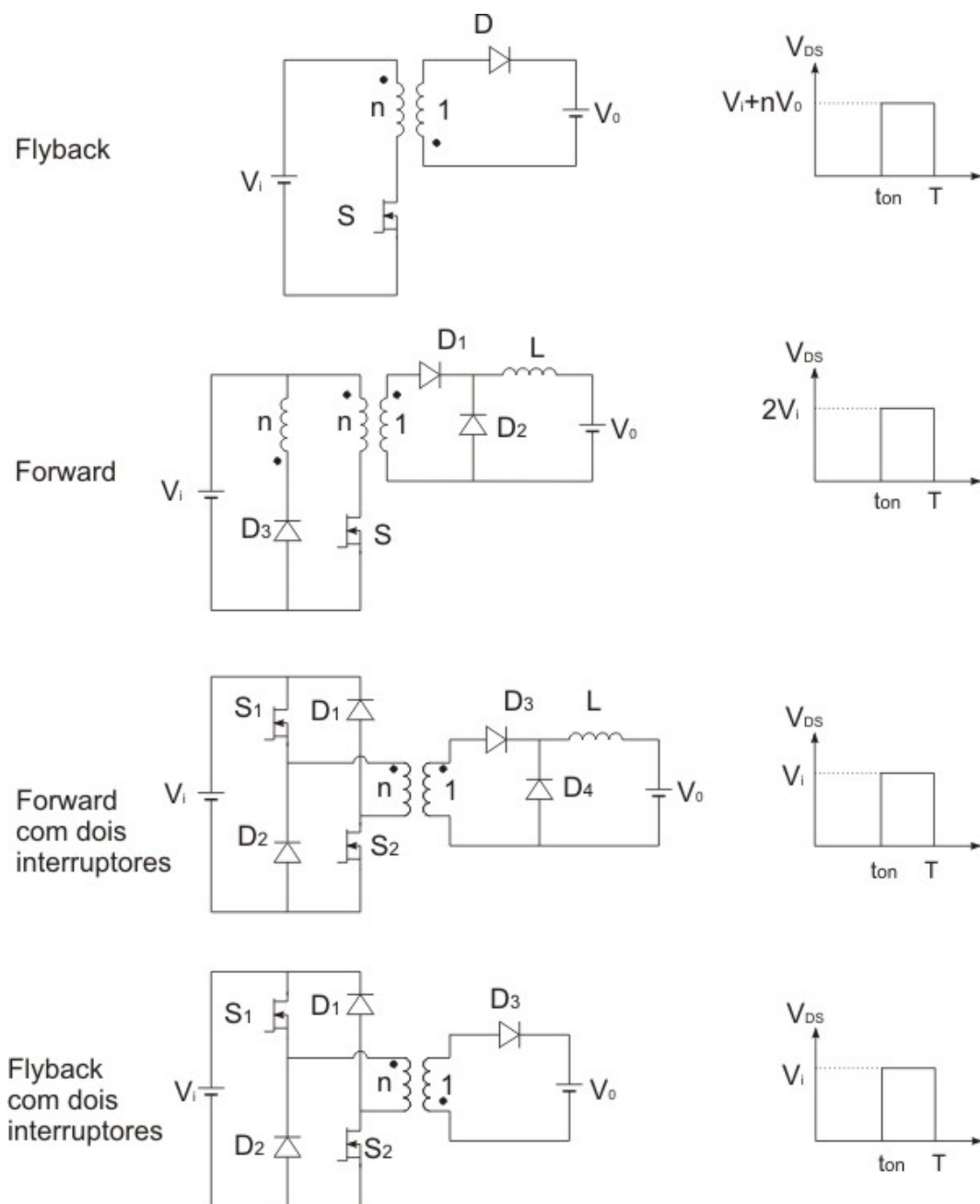


Fig. 1.8 – Conversores básicos isolados e tensão reversa sobre o interruptor principal.

Na procura de conversores que operem com elevada tensão na entrada, exige-se que a ciência busque dois caminhos: o primeiro, é a busca de tecnologia de interruptores que possibilitem a operação com elevada tensão de bloqueio; o segundo, é o desenvolvimento de técnicas de comutação ou disposição das estruturas de forma que se possa operar com a divisão da tensão de entrada sobre os interruptores.

1.4 Interruptores MOSFETs para conversores CC-CC: alta tensão.

O transistor bipolar é considerado o primeiro dos semicondutores ativos de potência [12]. Inventado para substituir as válvulas a vácuo, logo se tornou muito usado em dispositivos eletrônicos e impulsionou o uso de conversores chaveados.

O MOSFET veio em seguida. Criado para compensar as limitações de desempenho do transistor bipolar de potência [13], o MOSFET exige uma corrente bem mais baixa de carga e descarga da capacitância de gatilho para entrada em condução e bloqueio. Apresenta ainda, menores tempos de comutação possibilitando o seu uso em frequências mais elevadas. Porém, o MOSFET em estado de condução se comporta como uma resistência de dreno para *source*. Este fato dificulta o seu uso para correntes elevadas. O MOSFET apresenta também resistência maior para maiores tensões de bloqueio. Isto significa que quanto maior é a tensão, menor é a capacidade de corrente.

A Fig. 1.9 mostra um gráfico com a resistência série equivalente em *ohms* em função da tensão. Estes valores de resistências são dados obtidos através do catálogo do fabricante para MOSFET's canal *n* com encapsulamento TO-220 do tipo *full-pack* [14].

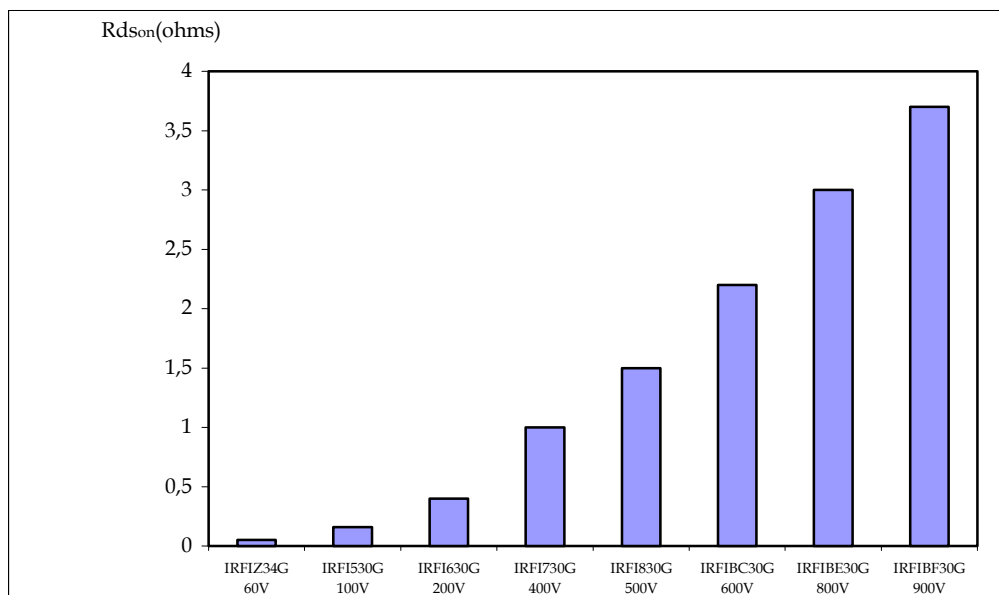


Fig. 1.9 – Resistência série típica do MOSFET em função da tensão de bloqueio.

Para a devida comparação foi plotado um novo gráfico com as correntes máximas admitidas em *Ampères* para a temperatura de 25°C (Fig. 1.10). Os modelos dos MOSFET's foram os mesmos utilizados para o gráfico anterior.

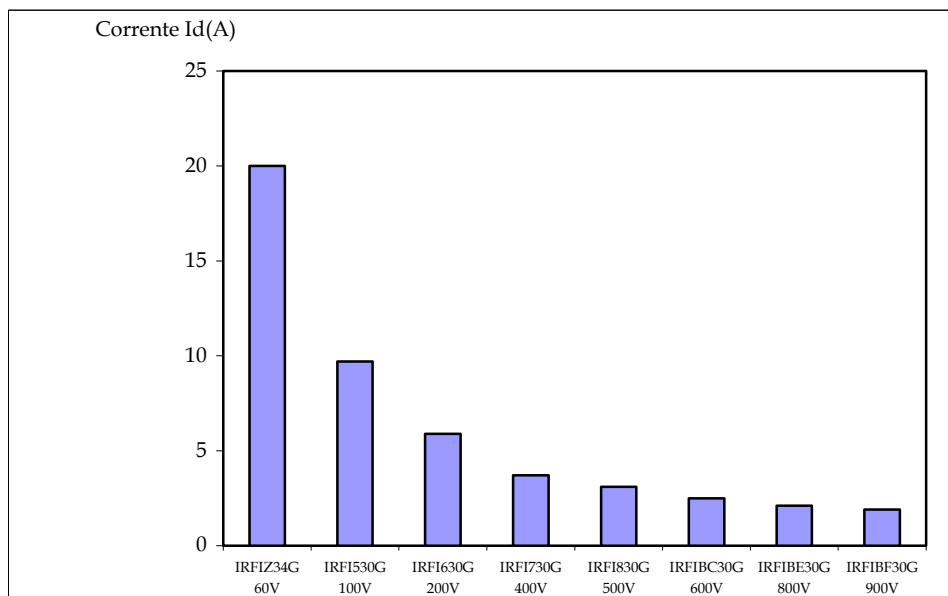


Fig. 1.10 – Corrente máxima típica do MOSFET em função da tensão drenos-source.

O uso cada vez mais difundido de semicondutores para fontes de potência tem feito com que a indústria procure suprir a demanda por componentes de maior potência, maior tensão e menores resistências. Porém, componentes MOSFET de maior tensão (aproximadamente 1000V) ainda são pouco conhecidos e seu preço também é mais alto. Respeitando-se as regras de mercado, onde a demanda influencia no preço, há uma tendência de aumento do preço do componente com o aumento da tensão. A Fig. 1.11 ilustra o preço de 100 unidades cotadas em um sítio de comércio de componentes eletrônicos [15]. Apesar de serem preços F.O.B. (*free on board*), sem taxas de importação, representam bem a tendência de alta de acordo com o aumento da tensão.

O IGBT é um semicondutor que apareceu com o objetivo de unir as vantagens de transistores bipolares e MOSFETs: possui elevada corrente de coletor (característica do transistor) e controle por tensão aplicada entre *gate-source* (característica do transistor MOSFET). Com baixas perdas de condução, o IGBT é muito usado quando se necessita de elevadas correntes e elevadas tensões de bloqueio, operando bem até 25kHz, podendo chegar a 200kHz se for usada comutação suave.

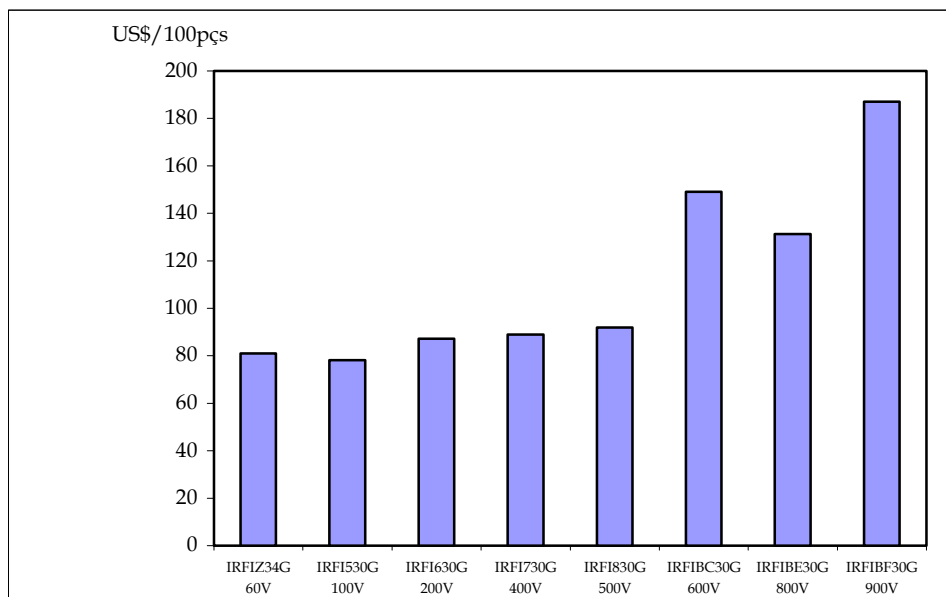


Fig. 1.11 – Preços F.O.B. para 100 unidades de MOSFETs de acordo com a tensão.

Há ainda um limite, ou uma lacuna, entre o uso de MOSFETs e IGBTs em baixas potências e elevada tensão. Existe uma tendência de encurtamento deste caminho, com o aparecimento de IGBTs com tensão máxima de 600V, corrente de 11,8Amp a 25°C em encapsulamentos TO220 [14]. Porém, como as correntes dos protótipos a serem implementados aqui são baixas e algumas estruturas não apresentam comutação suave, optou-se pelo uso do MOSFET como interruptor mais adequado.

1.5 Conversores CC-CC com elevada tensão de entrada

O uso de conversores CC-CC com tensão elevada na entrada tem como ponto principal a sua aplicação no campo da eletrotécnica. Esta busca está baseada no melhor custo do processamento de potência em aplicações como transformadores, máquinas elétricas, transporte e distribuição de energia.

Segundo [16], a escolha pelo menor custo envolve, subjetivamente, três pontos: custo dos isoladores (ou do isolamento), custo dos condutores e custo das perdas. Já o rendimento pode ser simplificado pela equação (1.1).

$$\eta = \frac{\text{tensão permitida pelos isoladores} \times \text{corrente permitida pelos condutores}}{\text{perdas}} \quad (1.1)$$

Porém, uma regra geral pode ser estabelecida: quanto maior a potência a ser processada, maior será a tensão utilizada. Alguns exemplos dessa regra são: a transmissão e distribuição de energia é feita em tensões desde 13kV_{AC} até 750kV_{DC} ; o acionamento de máquinas de potências de até 22kW é feito em tensões desde 220V até $13,8\text{kV}$; o aumento do uso da eletrônica embarcada em automóveis está elevando a tensão das baterias de 12V_{DC} para 24V_{DC} , ou mesmo 48V_{DC} .

O estudo de conversores CC-CC com tensão elevada na entrada tem sido, há algum tempo, objeto de estudo desta casa [13, 17, 18, 19]. Todos os trabalhos desenvolvidos nesta instituição têm se mostrado de grande valor e são bem reconhecidos e recebidos no meio acadêmico e industrial. Conversores como o *meia-ponte-três-níveis* [17] já foram, inclusive, homologados como produto por empresas multinacionais.

A solução para o problema da alta tensão aponta para três caminhos: associação série de interruptores, associação de células de comutação e mesmo a associação de conversores em cascata.

Todos esses caminhos possuem na literatura [20, 21, 22, 23] soluções já testadas e muitas com eficácia comprovada. Porém, muitas nunca foram testadas para baixas potências e saídas múltiplas.

O que se faz aqui é procurar, dentro das soluções apresentadas, caminhos seguros para soluções com potências menores que apontem para simplicidade e confiabilidade.

A primeira técnica, associação de interruptores em série, tem problemas muito conhecidos. Pouco usual para interruptores BJTs, MOSFETs e IGBTs, devido às dificuldades de equilíbrio estático e dinâmico, esta técnica é mais empregada em conversores que operam com frequências menores que 2kHz [23]. Nessas aplicações os semicondutores empregados são tiristores ou GTO's, e processam potência na ordem de Megawatts.

Na associação em paralelo de semicondutores as perdas em condução, aliadas ao coeficiente positivo de temperatura, ajudam na divisão de corrente e os desequilíbrios transitórios dessa divisão não são tão críticos. Por outro lado, a associação em série é bem mais problemática. Ao se bloquear dois interruptores em série não se tem garantia alguma de que a tensão de bloqueio dos interruptores ficará

dividida à metade. Aqui, as correntes de fuga são muito pequenas e podem variar muito de componente para componente. Além disso, os desvios transitórios em relação à divisão de tensão podem ser destrutivos.

No caso de fontes auxiliares usuais, onde a tensão sobre o interruptor é o dobro da tensão de entrada, este problema também ocorre. A Fig. 1.12 ilustra esta dificuldade, tanto para o caso de inversores de potências mais altas, como no caso de estruturas direcionadas a fontes auxiliares.

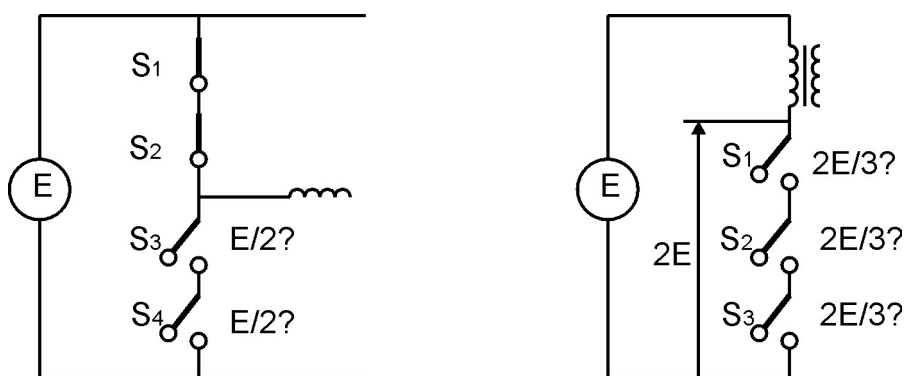


Fig. 1.12 – Divisão de tensão em interruptores série.

Uma das maneiras de se garantir o equilíbrio destes semicondutores é efetuar o grampeamento das tensões através de diodos e capacitores [19]. A célula NPC (*neutral point clamped*) mostrada na Fig. 1.13 é um caso conhecido onde os diodos de grampeamento fornecem um caminho para o bloqueio da tensão.

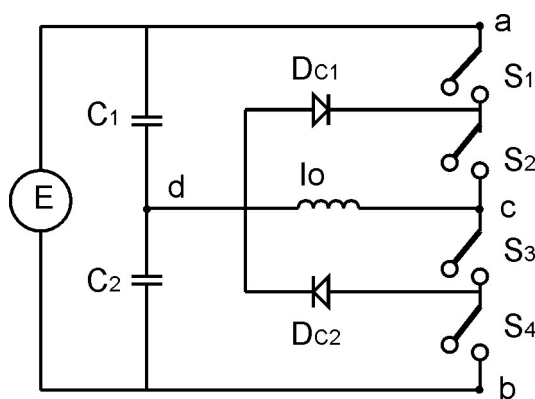


Fig. 1.13 – Célula de comutação NPC.

Para potências mais altas procura-se, além do equilíbrio, garantir comutação suave nos interruptores, aumentando assim o rendimento e diminuindo as perdas por comutação [24] (Fig. 1.14).

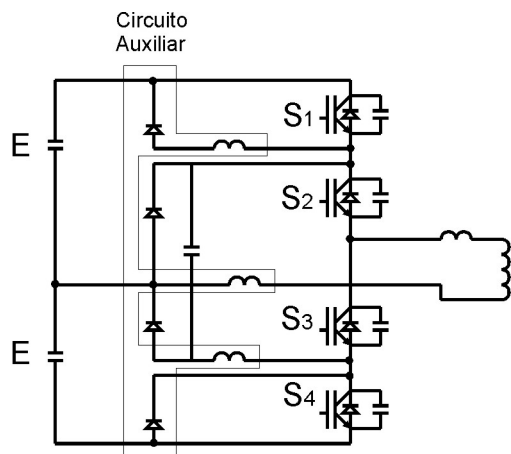


Fig. 1.14 – Circuitos auxiliares para a ajuda na comutação dos interruptores.

Apresentado como um conversor *in-line*, devido à disposição dos interruptores, Maranesi [25] testou um conversor controlado por deslocamento de fase. Este conversor é destinado ao uso em potências de poucas centenas de quilowatts, com redução das tensões de bloqueio dos MOSFETs (Fig. 1.15). É uma das únicas tentativas encontradas na literatura para fontes auxiliares. Este conversor apresenta como vantagem o fato de poder controlar a tensão de saída, diretamente no lado primário, nos capacitores inferiores. Através da relação de transformação é possível adaptar as diversas tensões de saídas isoladas.

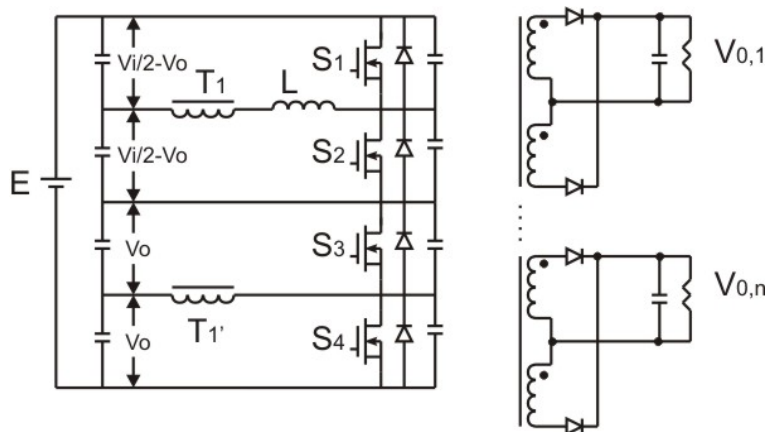


Fig. 1.15 – Conversor *in-line* com redução de tensão nos MOSFETs para baixas potências.

No entanto, a tensão de saída deste conversor é dependente de muitas variáveis, como a indutância L , a carga R_0 e a relação de transformação n . A equação (1.2) define o ganho estático do conversor, onde T_φ é o tempo em que há, efetivamente, transferência de potência.

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \sqrt{\frac{R_0 \left(\frac{T}{2} - T_\phi \right) T_\phi}{4TnL}} \quad (1.2)$$

Da mesma forma que a tensão de saída depende desses parâmetros, todas as tensões nos capacitores de entrada também dependem. Estas tensões são as tensões de grampeamento dos interruptores (Fig. 1.15).

Um projeto adequado seria tornar a tensão V_0 nos capacitores como sendo $\frac{1}{4}$ da tensão de entrada E , e ajustar as saídas através da relação de transformação. Mesmo assim, em comparação a um conversor isolador com características *buck*, onde o ganho estático em condução contínua é dado por $G = nD$, o projeto é mais trabalhoso.

As estruturas a serem estudadas nos capítulos 2 e 3 deste documento apresentam quatro interruptores em série, dois a dois, intercalados com a carga. Estas estruturas têm a característica de garantirem a tensão sobre os interruptores na metade da tensão de entrada, utilizando caminhos através de diodos de grampeamento. A Fig. 1.16 e a Fig. 1.17 apresentam estas estruturas.

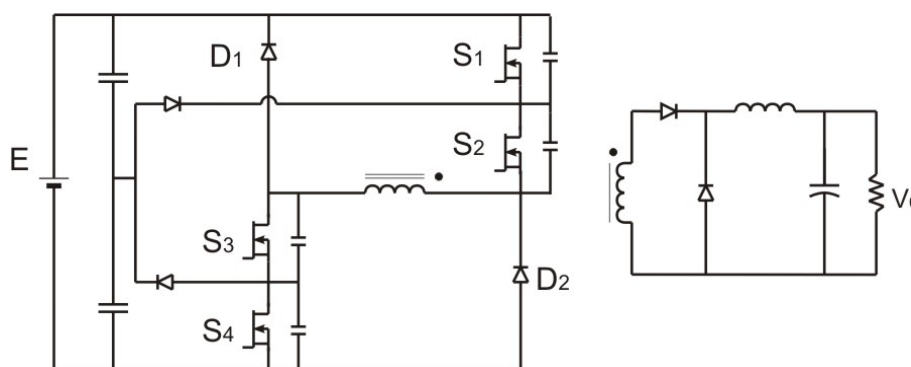


Fig. 1.16 – Conversor duplo-forward.

Estes conversores utilizam-se de maneiras conhecidas de transferência de energia, porém empregando interruptores em série. Aqui, tem-se o ganho estático posto da mesma forma que os conversores clássicos *forward* e *flyback*.

Esta é a grande vantagem que estes conversores apresentam. A semelhança com os conversores clássicos facilita imensamente o projeto, e não se dá somente no ganho estático. A modulação destes conversores é feita de forma idêntica ao *forward* e ao *flyback* conhecidos. Os quatro interruptores são comandados a conduzir e bloquear ao mesmo tempo, como se fossem um único. Um pequeno atraso pode ser introduzido

no bloqueio dos interruptores internos, podendo-se para isso colocar apenas um resistor de valor diferente no gatilho dos mesmos.

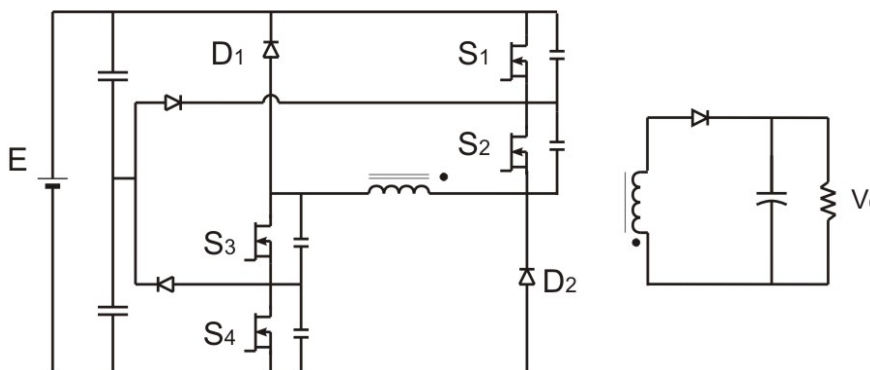


Fig. 1.17 - Conversor duplo-flyback.

As proteções usadas nos conversores *forward* e *flyback* também podem ser incorporadas nestes, sem muitas diferenças. Dessa forma, o uso destes conversores na indústria torna-se de grande aceitação, podendo ser incorporado facilmente aos projetos de engenheiros e técnicos mais reticentes quanto ao domínio de novas tecnologias.

A segunda técnica para redução de tensão nos interruptores é a colocação de célula multiníveis em série. Existem também diversos trabalhos que utilizam esta técnica [23] (Fig. 1.18).

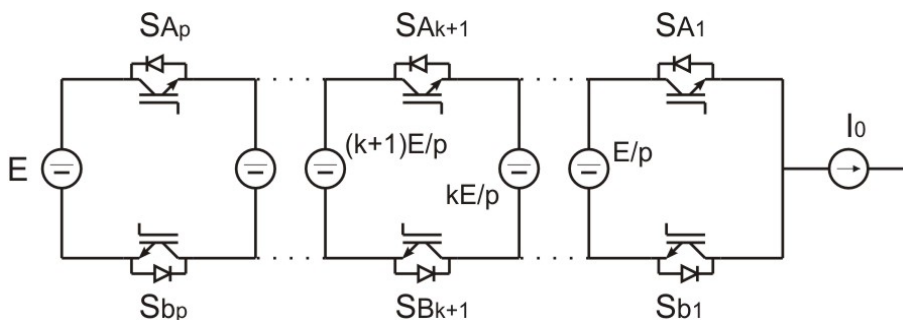


Fig. 1.18 - Circuito genérico de um braço de um inversor multicélula.

Através deste conceito muitas estruturas têm aparecido e testadas com sucesso [26]. Diferentes maneiras de se introduzir comutações suaves nessas células também são muito estudadas [27]. A Fig. 1.19 apresenta uma dessas células com comutação suave. Esta célula é conhecida como tri-célula ARCP (*auxiliary resonant commutated pole*).

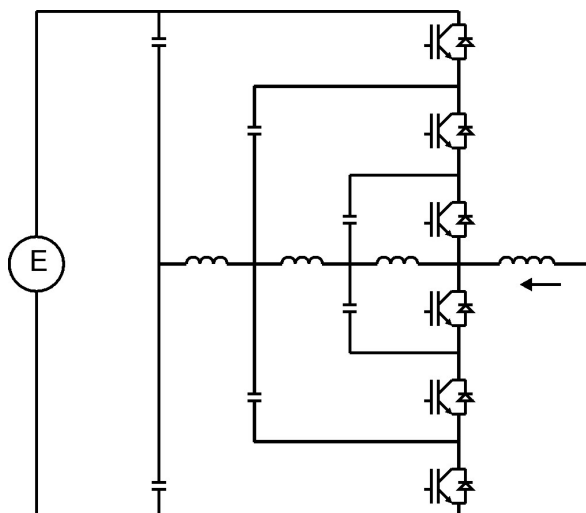


Fig. 1.19 – Célula pólo-ressonante-auxiliar.

O conversor meia-ponte-três-níveis é inspirado na célula de comutação multinível NPC. O conversor meia-ponte-três-níveis já foi amplamente testado em altas potências e, hoje, é sabidamente um conversor de bom desempenho [17].

Este conversor é objeto de estudo e comparação para baixas potências e saída múltiplas (Fig. 1.20). A comutação suave é também um de seus grandes atributos, e dá a este conversor uma vantagem com relação às frequências que podem ser utilizadas. Uma comutação menos dissipativa permite a elevação da frequência de comutação.

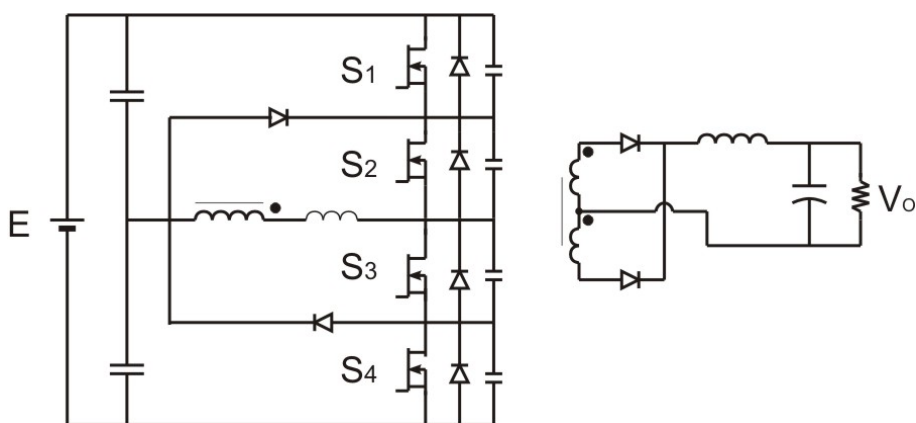


Fig. 1.20 – Conversor meia-ponte-três-níveis.

A terceira técnica, também empregada para a redução da tensão é a associação de conversores. Estas associações podem ser feitas com as entradas (lado primário) independentes, em cascata ou em série. As saídas (lado secundário), geralmente, são colocadas em série [19]. Na Fig. 1.21 tem-se um conversor duplo-

forward, ou *forward* com dois interruptores, associado em série no lado primário. Este conversor apresenta elevado rendimento [21].

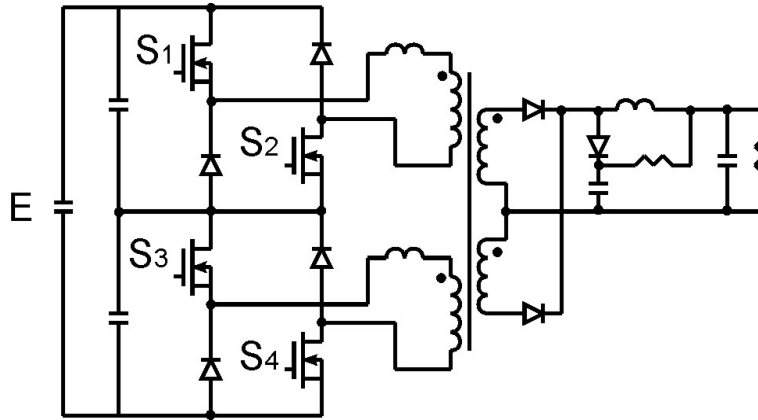


Fig. 1.21 – Conversor duplo-forward em série com metade da tensão de entrada sobre os interruptores.

É da utilização desta técnica que também se apresenta o conversor duplo-meia-ponte (Fig. 1.22) [28]. Este conversor já foi testado em baixas potências e é apresentado aqui apenas como objeto de comparação. O seu bom funcionamento na operação em baixa potência motivou a comparação.

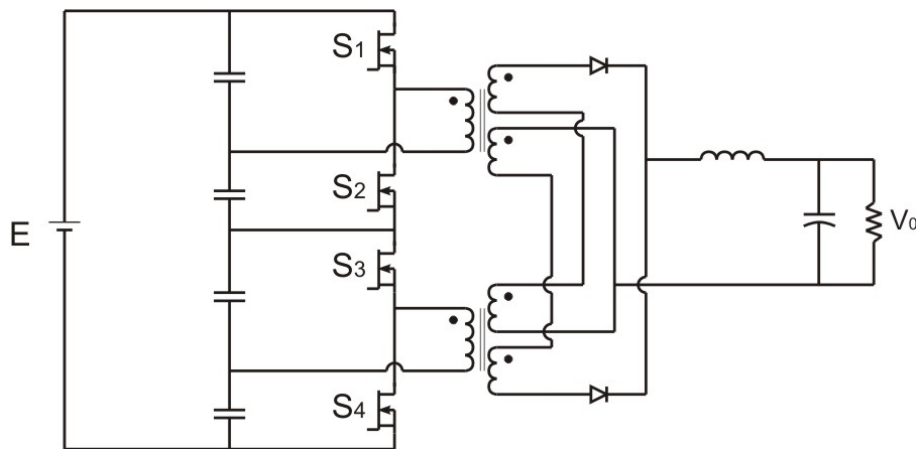


Fig. 1.22 – Conversor duplo-meia-ponte.

Como característica principal, os conversores que se utilizam de multiníveis de tensão para a transferência, precisam, de alguma forma, gerar esses multiníveis internamente. Geralmente, isto é feito dividindo-se a tensão de entrada através de capacitores. Novamente depara-se com um questão crítica: o balanço de tensão nesses capacitores. Como já foi citado, são esses capacitores que vão garantir o grampeamento das tensões sobre os interruptores.

Nas células multiníveis que utilizam capacitores flutuantes, este balanço está ligado ao tipo de modulação que se usa e ao número de células em cascata. Em [29] foi demonstrado que para razões cíclicas iguais e defasadas em $2\pi/p$, onde p é o número de células em cascata, a distribuição balanceada da tensão sobre os capacitores flutuantes é o único estado possível. Um modelo foi feito para que fosse possível entender os transitórios que levam a este estado.

Sendo, portanto, uma questão tão relevante, este trabalho também apresentará uma análise dos equilíbrios das tensões nos capacitores de entrada. Esta análise é feita de forma a entender o mecanismo de equilíbrio e verificar qual a influência da diferença de parâmetros dos semicondutores, ou de perturbações na razão cíclica no equilíbrio destes capacitores.

1.6 Conclusão

A necessidade da busca de uma solução simples e confiável para um problema da indústria, se apresenta como a grande motivadora deste trabalho. A revisão bibliográfica mostrou que não existem soluções triviais para tal finalidade. Também, na revisão bibliográfica, percebeu-se que o foco do estudo de conversores CC-CC com elevada tensão de entrada se encontra em conversores para dezenas de quilowatts, enquanto o estudo para fontes auxiliares é muito reduzido.

Os conversores novos apontam para uma solução simples, mas não banal, ainda inexplorada. A comparação dessas estruturas com outras já existentes se faz necessária para se que possa tirar conclusões sobre que vantagens ou desvantagens as novas estruturas podem trazer.

O estudo sobre o equilíbrio visa enriquecer e validar os conversores novos. Também visa apresentar novidades e pontos críticos sobre alguns conversores já estudados.

Pretende-se então oferecer uma contribuição inédita no campo de conversores CC-CC, mostrando o quanto ainda se pode explorar numa área tida como dominada na eletrônica de potência.

CAPÍTULO 2

CONVERTOR DUPLO-FORWARD

2.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma nova topologia como solução para o conversor CC-CC de baixa potência com elevada tensão de entrada.

Esta topologia, como as outras a serem estudadas neste trabalho, também possui a característica de redução da tensão nos interruptores de potência na metade da tensão de entrada. Ela apresenta uma forma de comando simplificado, uma vez que os quatro interruptores obedecem ao mesmo sinal de comando. Existe um pequeno atraso entre os interruptores externos e os internos que pode ser dado através da diferença dos resistores de *gate*. Esses detalhes serão descritos no decorrer do capítulo.

Possui também a característica de apresentar os interruptores de potência em série, e, entre eles, o enrolamento primário do transformador que transfere energia à carga. Esta disposição impede que uma entrada em condução acidental dos interruptores coloque o barramento CC em curto-circuito

O conversor *duplo-forward* é mostrado, primeiramente, descrevendo-se as suas etapas de operação. Em seguida, um detalhado desenvolvimento analítico apresenta as principais equações que governam a característica de transferência externa do conversor e os principais elementos de potência, no caso, os interruptores.

É realizado um estudo sobre a indutância magnetizante, mostrando uma das restrições de projetos deste conversor. Esta restrição deve ser observada como garantia do funcionamento adequado do mesmo.

Ao final tem-se a apresentação de uma simulação seguida dos resultados experimentais mostrando o funcionamento deste conversor, e confirmando suas etapas de operação e seu funcionamento.

2.2 Apresentação do conversor

O conversor *forward* tem sido largamente usado há 50 anos, principalmente em fontes de pequena potência. O mecanismo de transferência de energia desse conversor é bem conhecido da comunidade acadêmica, bem como dos engenheiros especialistas em fontes chaveadas: a potência é transferida quando o interruptor está conduzindo.

Os problemas clássicos do conversor *forward* também são conhecidos. Um dos principais problemas é com relação à máxima razão cíclica do mesmo. Para uma mesma potência, quanto menor o tempo de condução do interruptor, maior é a corrente eficaz através do mesmo. Porém, como a tensão média (volts x segundos) do enrolamento primário do transformador (indutância magnetizante) deve ser zero, quanto maior é o tempo de condução do interruptor, menor é o tempo disponível para desmagnetizar o enrolamento ("*reset-time*").

Muitas topologias propostas do conversor *forward* foram focadas em reduzir o tempo de desmagnetização do transformador, aumentando assim a razão cíclica máxima do mesmo [30].

Outros desafios também guiaram a história do conversor *forward*, como a redução das perdas no interruptor, principalmente na entrada em condução, e a diminuição da tensão reversa sobre o interruptor durante o tempo em que o mesmo fica aberto [31, 32]. É justamente com o propósito de encontrar um conversor com uma função de transferência simples e com uma redução da tensão no interruptor (ou interruptores), que um novo conversor é aqui proposto.

O conversor a ser apresentado é chamado no texto de duplo-*forward* por apresentar característica de transferência de potência semelhante ao conversor *forward*. Essas características, apontadas como principais, são: transferência de forma unidirecional e desmagnetização do transformador.

A inovação apresentada nesse conversor é que ele possui quatro interruptores que, colocados em série com a carga, reduzem a tensão de grampeamento na metade da tensão da fonte de entrada.

Na Fig. 2.1 é apresentado o conversor mostrando detalhes das referências de tensão e corrente adotadas para o equacionamento.

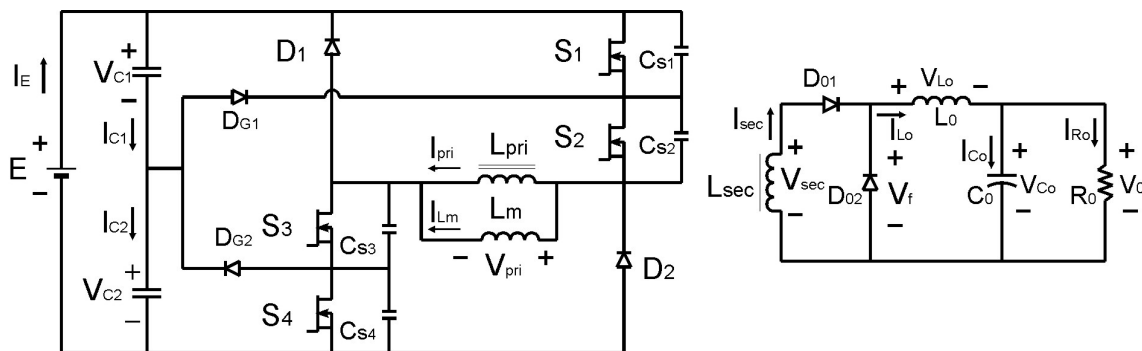


Fig. 2.1 – Conversor duplo-forward: convenções utilizadas no equacionamento.

A seguir, são apresentadas, detalhadamente, as etapas de operação com a finalidade de se obter o equacionamento da estrutura.

2.3 Etapas de funcionamento

Para a simplificação da análise são adotadas algumas considerações. Essas considerações são apresentadas no sentido de que todo o equacionamento descrito tem como objetivo a implementação de um projeto que permita o bom dimensionamento dos elementos de potência a serem utilizados.

Neste sentido, adota-se que:

- o circuito opera em regime permanente;
- todos os interruptores semicondutores de potência são ideais, com quedas resistivas em condução nulas;
- as capacitâncias em paralelo com os interruptores são consideradas constantes e de mesmo valor.

2.3.1 1ª Etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 2.2. Durante esta etapa, a fonte E transfere energia para a carga através de S_1, S_2, S_3 e S_4 .

Quando os interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 são comandados a conduzir, a fonte E , associada em paralelo com os capacitores C_1 e C_2 , tem como carga a indutância de magnetização L_m , e, em paralelo, L_0 e C_0 com R_0 , refletidos para o lado primário.

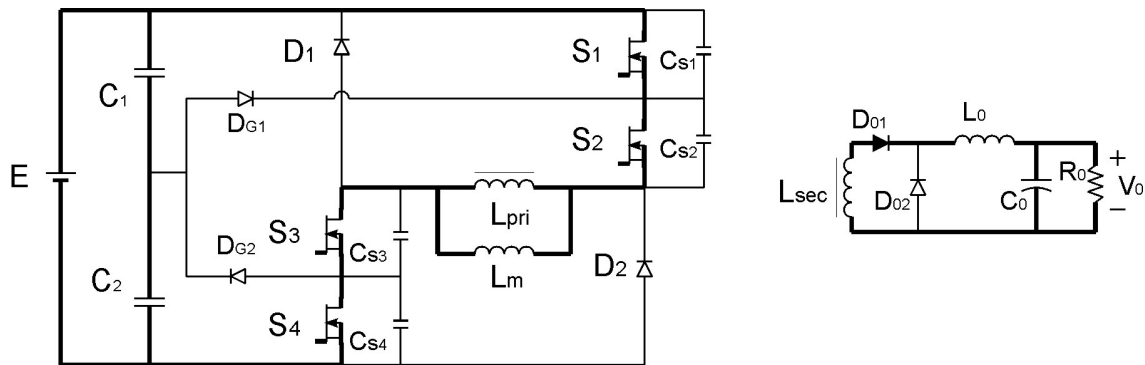


Fig. 2.2 - Primeira etapa de funcionamento.

A tensão nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 é nula, uma vez que os interruptores estão em condução.

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = 0 \quad (2.1)$$

A tensão no enrolamento primário do transformador é igual à tensão de entrada E .

$$V_{pri} = E \quad (2.2)$$

A tensão no enrolamento secundário do transformador é igual à tensão do enrolamento primário refletida.

$$V_{sec} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{pri} \quad (2.3)$$

A relação de transformação é definida em (2.4).

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (2.4)$$

A corrente no indutor de saída obedece à expressão (2.5).

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_{sec} - V_o}{L_o} = \frac{1}{L_o} (nE - V_o) \quad (2.5)$$

A corrente no diodo D_{O1} é igual à corrente no indutor de saída.

$$I_{D_{O1}} = I_{L_o} \quad (2.6)$$

O diodo D_{O2} encontra-se bloqueado.

$$I_{D_{O2}} = 0$$

As correntes nos interruptores são iguais à corrente de entrada.

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = I_E \tag{2.7}$$

Os diodos de grameamento do lado primário, D_{G1} e D_{G2} , e os diodos de recuperação, D_1 e D_2 , encontram-se bloqueados, e a corrente através deles também é nula.

Através do capacitor C_O circula a diferença entre a corrente no indutor L_O e a corrente de carga.

$$I_{C_O} = I_{L_O} - I_O \tag{2.8}$$

A corrente de saída é dada por:

$$I_O = \frac{V_O}{R_O} \tag{2.9}$$

2.3.2 2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados e inicia-se a segunda etapa, representada na figura Fig. 2.3. Os capacitores intrínsecos dos MOSFETs, C_{S1} e C_{S4} , começam a carregar com a corrente de saída I_O referida ao lado primário.

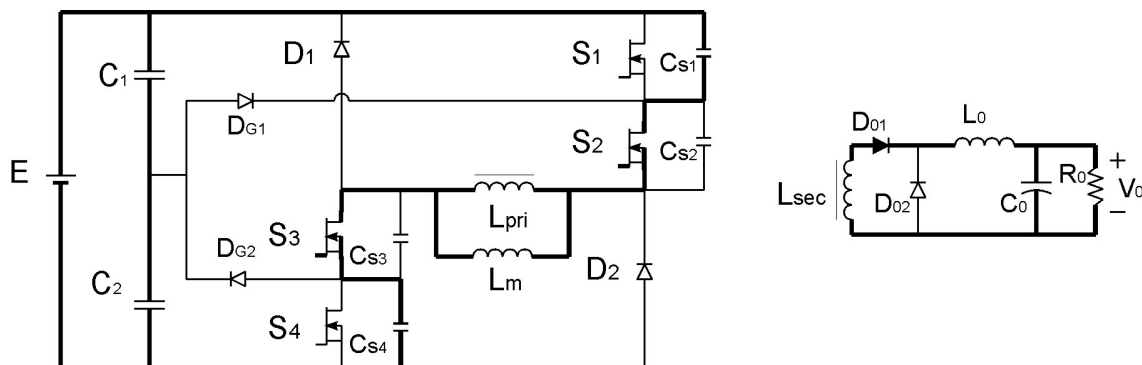


Fig. 2.3 – Segunda etapa de funcionamento.

As tensões V_{S1} e V_{S4} variam até o instante t_2 , quando atingem $E/2$. Para a análise desta etapa toma-se o circuito equivalente da Fig. 2.4.

O capacitor equivalente mostrado na Fig. 2.4 é obtido tomando-se os dois capacitores intrínsecos dos MOSFETs em série.

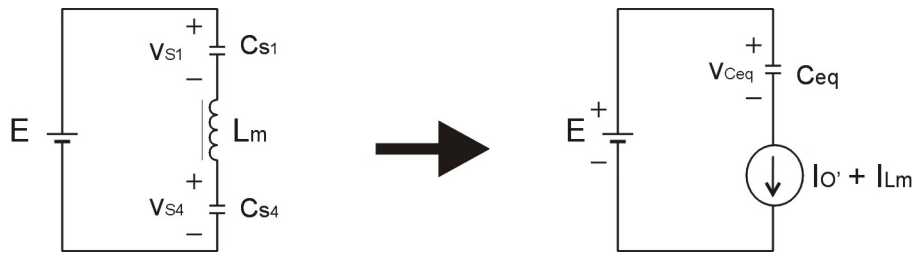


Fig. 2.4 - Circuito equivalente da segunda etapa.

Portanto, a tensão equivalente é a soma das tensões nesses capacitores (eq. (2.10)), e a capacitância é calculada como mostrado em (2.11).

$$v_{C_{eq}} = v_{C_{S1}} + v_{C_{S4}} \quad (2.10)$$

$$C_{eq} = \frac{C_{S1}C_{S4}}{C_{S1} + C_{S4}} \quad (2.11)$$

Logo, para este circuito, a tensão nos capacitores intrínsecos cresce da seguinte maneira:

$$v_{C_{eq}}(t) = \frac{1}{C_{eq}}(I_{O'} + I_m)t \quad (2.12)$$

A tensão no enrolamento primário pode ser escrita como:

$$v_{pri}(t) = E - \frac{1}{C_{eq}}(I_{O'} + I_m)t \quad (2.13)$$

Aqui, considera-se que a corrente de saída e a corrente de magnetização mantêm-se constantes, ou com uma variação muito pequena para o intervalo de tempo considerado.

No diodo D_{O1} a corrente se mantém constante, e a tensão começa a diminuir, uma vez que a tensão nos capacitores dos MOSFETs vai crescendo. A corrente em D_{O2} continua sendo zero até que a tensão no enrolamento secundário do transformador se inverta e force o mesmo a conduzir.

2.3.3 3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 a tensão nos interruptores S_1 e S_4 atinge $E/2$. Os diodos D_{G1} e D_{G2} impedem que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_4 seja maior do que $E/2$, entrando em condução.

$$V_{s1} = V_{s2} = \frac{E}{2} \tag{2.14}$$

A Fig. 2.5 mostra esta etapa de funcionamento.

A indutância de magnetização L_m mantém a corrente no enrolamento primário. Agora, esta corrente fica em roda livre. A tensão no enrolamento primário, bem como no enrolamento secundário, é nula.

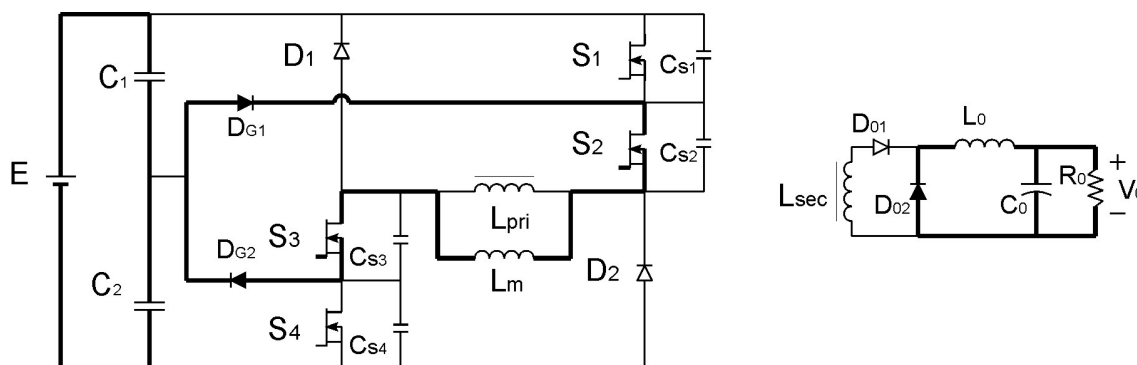


Fig. 2.5 - Terceira etapa de funcionamento.

Como a tensão no lado secundário também vai a zero, teoricamente haveria uma divisão da corrente de saída entre D_{01} e D_{02} . Porém, há uma tendência da corrente de saída ser conduzida por D_{02} , uma vez que a resistência do enrolamento secundário dificultaria a passagem desta corrente.

2.3.4 4ª Etapa (t_3, t_4)

Nesta etapa os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. Na Fig. 2.6 está representada a quarta etapa de funcionamento.

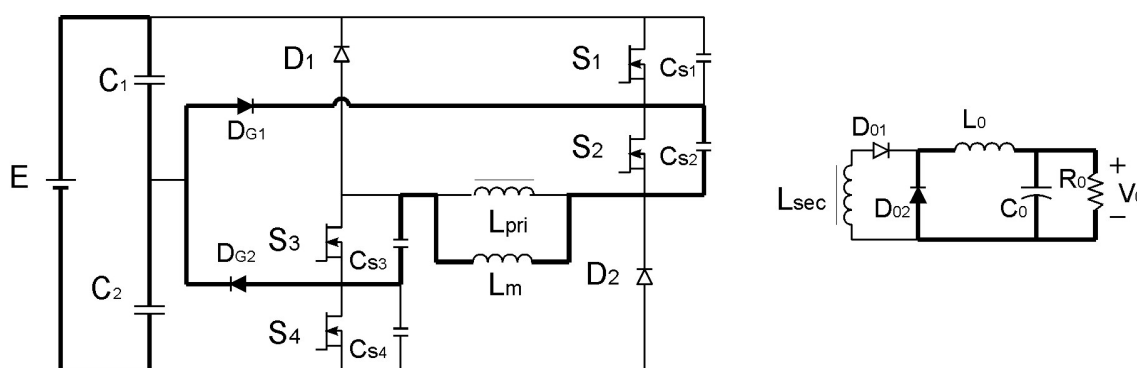


Fig. 2.6 - Quarta etapa de funcionamento.

Quando os interruptores são comandados a bloquear, tem-se uma etapa ressonante com L_m e a capacitância equivalente dos MOSFETs em série. A equação que

governa as tensões nessa etapa é dada por (2.15). Na Fig. 2.7 é mostrado o circuito equivalente utilizado para o levantamento das equações desta etapa.

$$v_{C_{eq}}(t) + Lm \frac{di_{Lm}(t)}{dt} = 0 \quad (2.15)$$

A expressão da corrente é dada por (2.16).

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm_{max}} \cos(\omega_0 t) \quad (2.16)$$

A solução da equação (2.15), admitindo como condição inicial a tensão no capacitor equivalente igual a zero e a corrente no indutor magnetizante como sendo a corrente em t_3 , é mostrada em (2.17). Esta corrente é igual à corrente máxima em Lm .

$$v_{C_{eq}}(t) = I_{Lm_{max}} \sqrt{\frac{Lm}{C_{eq}}} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (2.17)$$

$$\text{onde: } v_{C_{eq}}(0) = 0; \quad i_{Lm}(0) = I_{Lm_{max}}$$

Analogamente ao que foi considerado na segunda etapa, aqui a tensão no capacitor equivalente é a soma da tensão no capacitor C_{S2} e C_{S3} .

Define-se ω_0 como a frequência de ressonância dos elementos armazenadores de energia C_{eq} e Lm .

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Lm C_{eq}}} \quad (2.18)$$

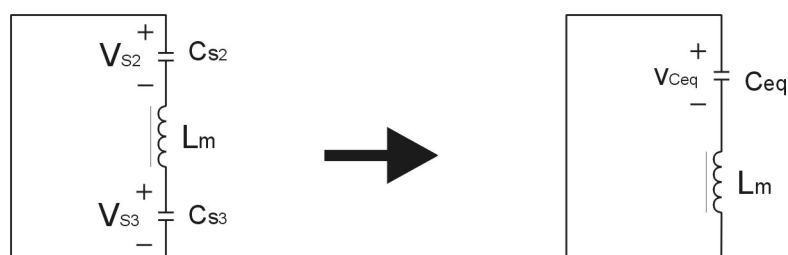


Fig. 2.7 - Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento.

A tensão nos interruptores S_2 e S_3 também evolui de 0V até $E/2$. A tensão no enrolamento primário, bem como no enrolamento secundário, inverte a polaridade.

No lado secundário, a tensão sobre o indutor de saída L_0 também inverte.

$$v_{L_0}(t) = -V_0 \quad (2.19)$$

Assim, a corrente no indutor de saída é representada pela equação:

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{L_o} \tag{2.20}$$

2.3.5 5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante t_4 , quando as tensões nos capacitores C_{S2} e C_{S3} atingem $E/2$, os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente e entram em condução.

A Fig. 2.8 apresenta a quinta etapa de funcionamento.

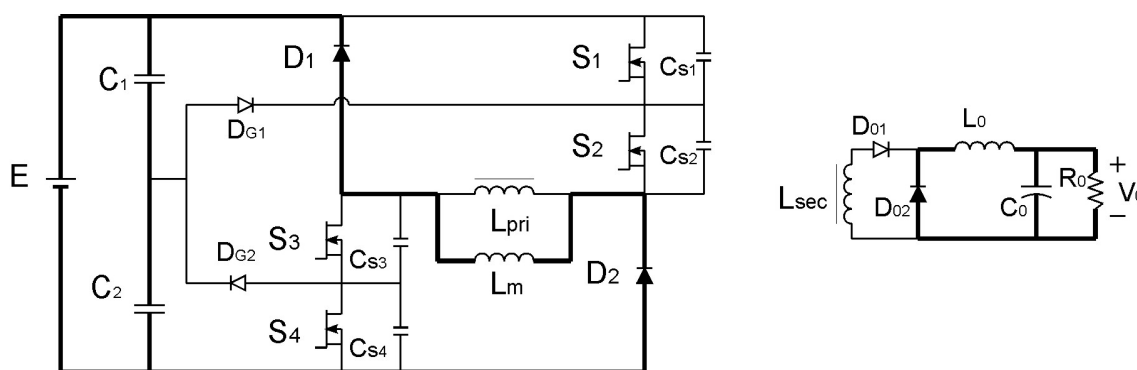


Fig. 2.8 - Quinta etapa de funcionamento.

A tensão no lado primário do transformador é igual à tensão da fonte de entrada invertida.

$$V_{L_m} = -E \tag{2.21}$$

A corrente no indutor L_m decresce linearmente, regenerando a energia armazenada para a fonte.

A equação que representa esta etapa é dada em (2.22), onde considerou-se $i_{L_m}(t_4)$ como sendo a corrente inicial desta etapa.

$$i_{L_m}(t) = -\frac{E}{L_m}t + i_{L_m}(t_4) \tag{2.22}$$

2.3.6 6ª Etapa (t_5, t_6)

Quando a energia armazenada na indutância magnetizante for completamente devolvida à fonte E , haverá a inversão da corrente nesta indutância. Esta inversão de corrente se dará através dos capacitores intrínsecos dos interruptores.

Esta etapa terá também uma característica ressonante, e o circuito equivalente da mesma é mostrado na Fig. 2.9.

Para o equacionamento desta etapa utiliza-se o circuito equivalente mostrado na Fig. 2.10. A tensão sobre o capacitor equivalente é igual à soma da tensão nos quatro capacitores, e a capacitância é a capacitância equivalente dos quatro capacitores em série.

$$v_{C_{eq}} = v_{C_{S1}} + v_{C_{S2}} + v_{C_{S3}} + v_{C_{S4}}$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_{S1}} + \frac{1}{C_{S2}} + \frac{1}{C_{S3}} + \frac{1}{C_{S4}}} \quad (2.23)$$

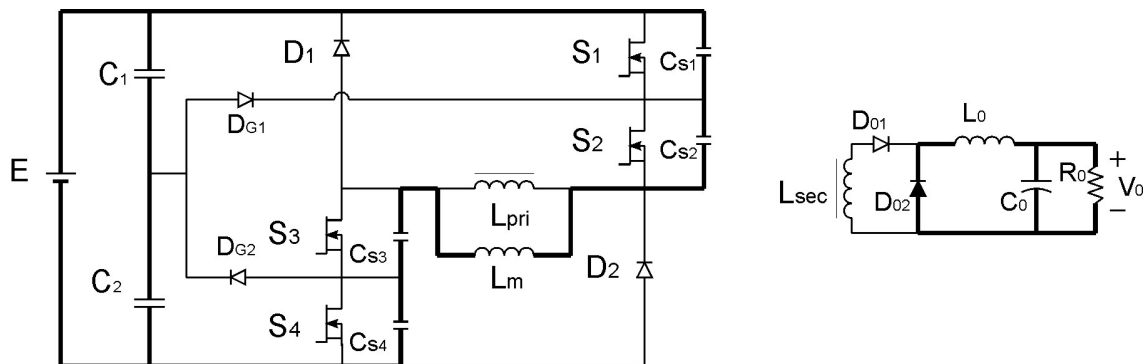


Fig. 2.9 – Sexta etapa de funcionamento.

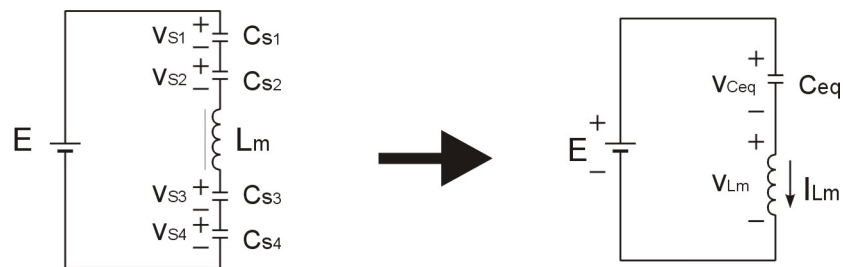


Fig. 2.10 – Circuito equivalente da sexta etapa.

A equação que define as tensões na Fig. 2.10 é dada por:

$$v_{C_{eq}}(t) + L_m \frac{di_{L_m}(t)}{dt} = E \quad (2.24)$$

Sejam as condições iniciais dessa etapa dadas por:

$$v_{C_{eq}}(0) = 2E$$

$$i_{L_m}(0) = 0 \quad (2.25)$$

A solução da equação (2.24) é mostrada em (2.26), onde a frequência ω_0 é multiplicada por $\sqrt{2}$ para que seja considerada a capacitância equivalente desta etapa.

$$v_{C_{eq}}(t) = E \cos(\sqrt{2}\omega_0 t) + E$$

$$i_{L_m}(t) = \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_m}} (-E) \text{sen}(\sqrt{2}\omega_0 t) \tag{2.26}$$

2.3.7 7ª Etapa (t_6, t_7)

Quando a tensão no enrolamento primário tende a se inverter, a energia restante na indutância magnetizante é transferida ao lado secundário e a corrente vai a zero. Assim, tem-se o início da sétima e última etapa de funcionamento do conversor. A Fig. 2.11 mostra esta etapa.

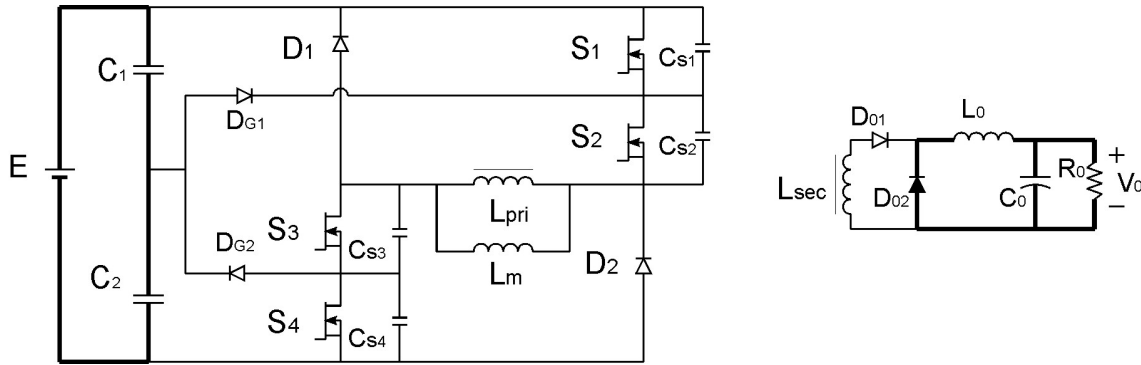


Fig. 2.11 – Sétima etapa de funcionamento.

O indutor de saída continua sob as mesmas condições da etapa anterior.

2.3.8 Principais formas de onda

As principais formas de onda das etapas apresentadas são mostradas na Fig. 2.12 e na Fig. 2.13.

No primeiro gráfico da Fig. 2.12 são mostrados os sinais de comando dos quatro interruptores. Em seguida, nesta mesma figura, é mostrada a corrente e a tensão no enrolamento primário. Verificam-se as tensões e correntes nos interruptores, primeiramente nos interruptores externos e em seguida, nos internos. Também, pode-se observar a corrente nos diodos de gramepeamento D_{G1} e D_{G2} e nos diodos de recuperação D_1 e D_2 .

A Fig. 2.13 mostra as principais formas de onda do lado secundário do conversor. Primeiramente, é mostrada a forma de onda da corrente no indutor de

saída. A tensão no enrolamento secundário e as correntes nos diodos de saída (diodo retificador e diodo de roda livre) também são apresentadas.

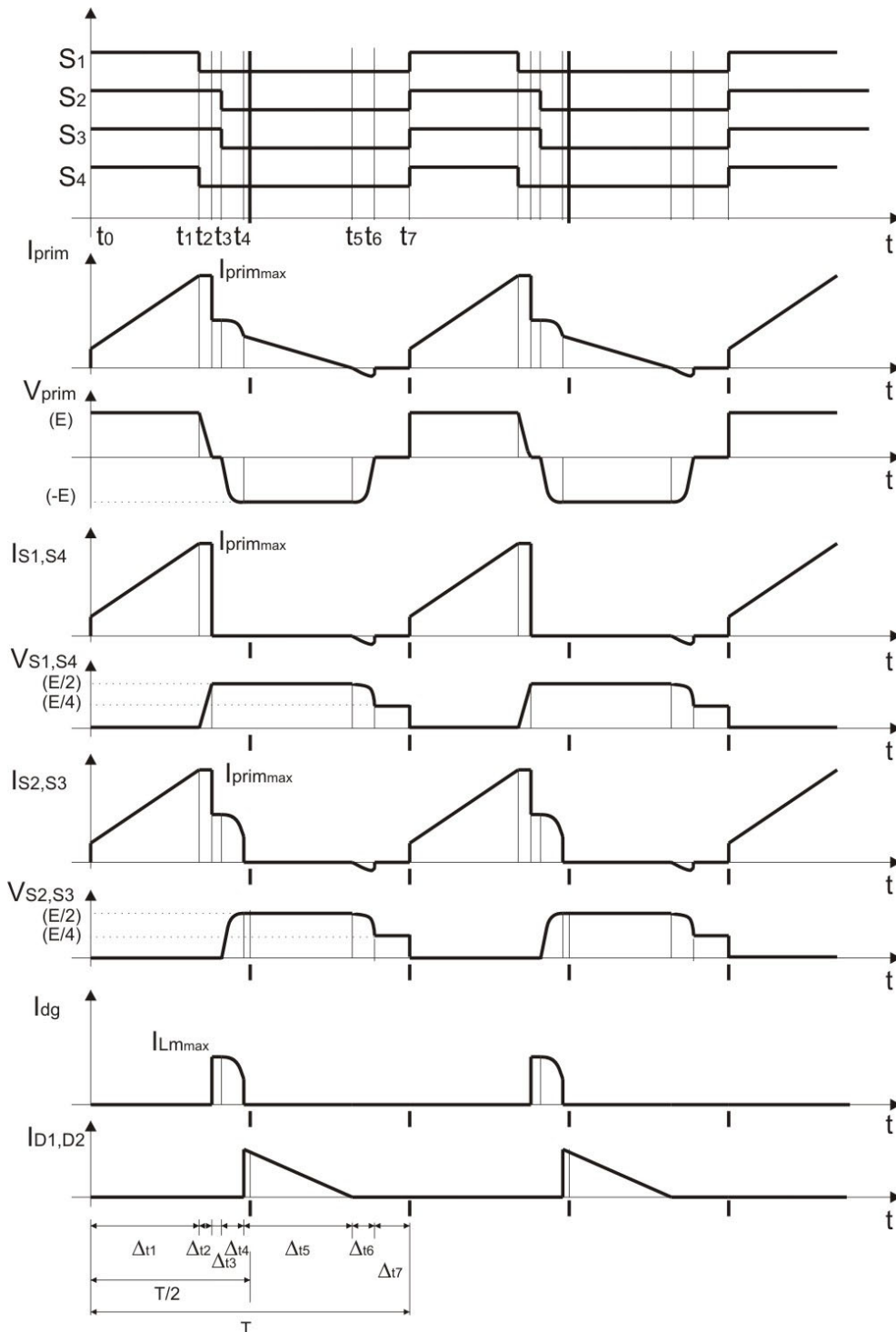


Fig. 2.12 – Principais formas de onda.

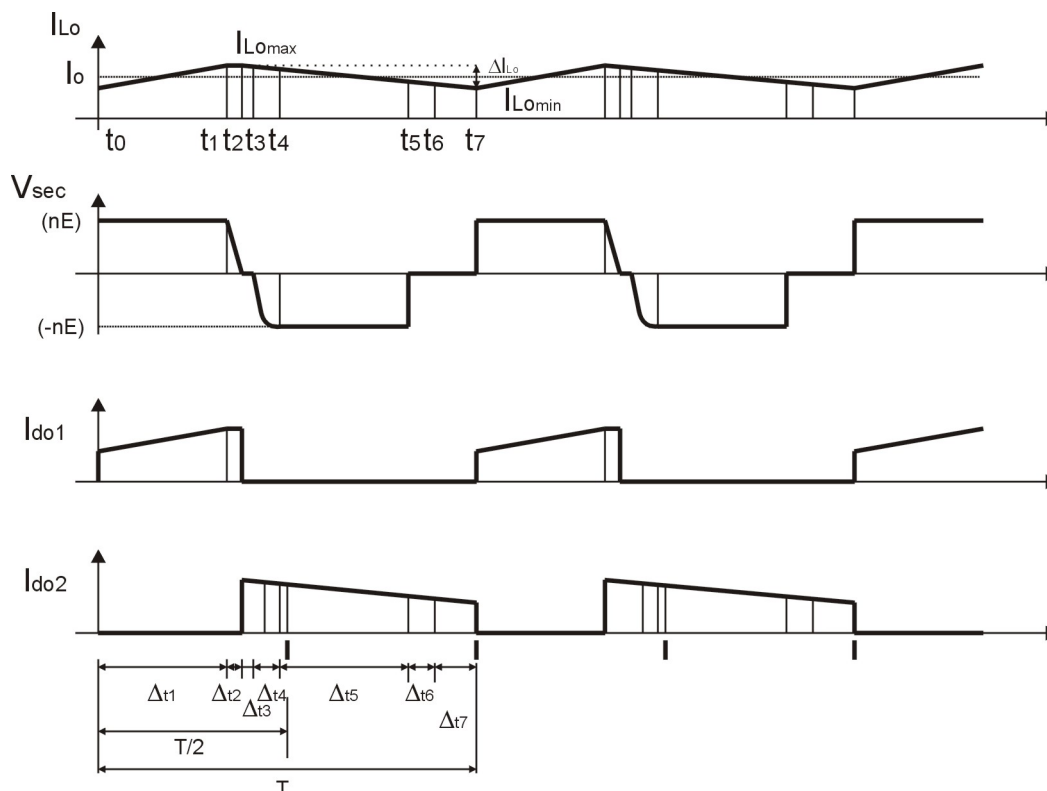


Fig. 2.13 – Principais formas de onda no lado secundário.

2.4 Análise matemática

A análise matemática é baseada nas formas de onda apresentadas na Fig. 2.12 e na Fig. 2.13. Simplificações são utilizadas dentro do bom senso, levando-se em conta de que não há necessidade de se modelar todos os elementos parasitas. Porém, esses elementos existem e alguns são considerados para a garantia do bom entendimento do funcionamento do conversor.

A proposta fundamental do conversor é de redução da tensão nos interruptores à metade da tensão da entrada. É com esse propósito que certas etapas de funcionamento, que poderiam ser desprezadas, são consideradas e calculadas.

2.4.1 Tensão média na carga

O valor médio de tensão na carga é igual ao valor médio da tensão positiva no enrolamento secundário, uma vez que a tensão é retificada na mesma. Na Fig. 2.1 esta tensão é representada por V_f e, quando D_{O1} está conduzindo, pode ser escrita como (2.27).

$$V_f = nE \tag{2.27}$$

Da Fig. 2.13, pode-se verificar que a tensão positiva no lado secundário é:

$$V_o = V_{fmed} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} v_{sec}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{sec}(t) dt \right) \quad (2.28)$$

$$V_o = \frac{1}{T} n \left(\int_0^{t_1} E dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(E - \frac{1}{C_{eq}} (I_o + I_{Lm}) t \right) dt \right) \quad (2.29)$$

Sem prejuízo para a representatividade do modelo, pode-se simplificar a integral (2.29) eliminando-se o termo referente à segunda etapa. Ainda define-se o primeiro intervalo de tempo t_1 como sendo o intervalo onde todos os interruptores estão comandados a conduzir, e escreve-se este intervalo como t_c , tempo de condução. A razão cíclica é descrita como:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (2.30)$$

Dessa forma, substituindo-se as variáveis definidas na equação (2.29) e fazendo as simplificações indicadas, chega-se a:

$$V_o = nE \frac{t_c}{T} = nED \quad (2.31)$$

2.4.2 Corrente média na carga

O valor da corrente média na carga pode ser obtido diretamente do valor da tensão média na carga.

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{nED}{R_o} \quad (2.32)$$

2.4.3 Ganho estático

O Ganho estático, aqui definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, é representado pela expressão (2.33).

$$G = \frac{V_o}{E} = nD \quad (2.33)$$

2.4.4 Ondulação de corrente no indutor

A ondulação de corrente no indutor pode ser equacionada através da observação da forma de onda mostrada na Fig. 2.13. A corrente no indutor, durante a

primeira etapa, pode ser representada pela expressão (2.34).

$$i_{L_o}(t) = I_{L_{o\min}} + \frac{V_{\text{sec}} - V_o}{L_o} t \quad (2.34)$$

No instante $t = t_c = t_1$, a corrente atinge o valor máximo.

$$I_{L_{oc}} = I_{L_{o\max}} = I_{L_{o\min}} + \frac{V_{\text{sec}} - V_o}{L_o} t_c \quad (2.35)$$

Ou:

$$\Delta I_{L_o} = I_{L_{o\max}} - I_{L_{o\min}} = \frac{V_{\text{sec}} - V_o}{L_o} t_c \quad (2.36)$$

Substituindo-se (2.27) e (2.30) em (2.36), e definindo-se a ondulação de corrente como a diferença entre a corrente máxima e a corrente mínima de saída, tem-se:

$$\Delta I_{L_o} = (nE - V_o) \frac{1}{L_o} \frac{1}{f} D \quad (2.37)$$

Pode-se escrever a equação (2.37) independente de V_o :

$$\Delta I_{L_o} = nE \frac{1}{L_o} \frac{1}{f} D(1-D) \quad (2.38)$$

Esta dedução para ΔI_{L_o} leva em consideração que, no intervalo de tempo complementar, a corrente voltará ao valor inicial, ou seja, $I_{L_{o\min}}$. A substituição de (2.31) implica na desconsideração da segunda etapa de funcionamento, uma simplificação útil neste caso.

Fazendo-se a derivada de (2.38) em função de D (a razão cíclica), e igualando-se a zero, chega-se a conclusão de que a máxima ondulação de corrente no indutor ocorre quando $D=0,5$. Substituindo-se esse valor em (2.38) chega-se ao valor máximo para a ondulação da corrente de saída:

$$\Delta I_{L_{o\max}} = \frac{nE}{4L_o f} \quad (2.39)$$

2.4.5 Ondulação da tensão na carga

A ondulação de tensão de saída pode ser calculada através da Fig. 2.14. Tem-se, a partir desta figura, a tensão sobre o indutor de saída, a ondulação de

corrente neste mesmo indutor e uma forma de onda aproximada da tensão sobre o capacitor de saída.

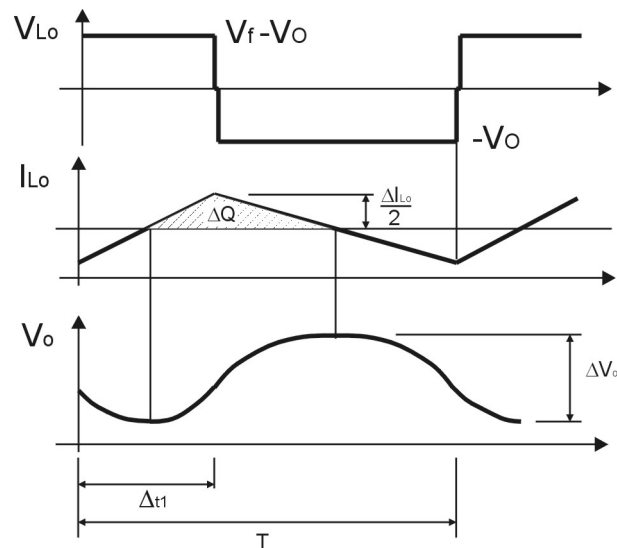


Fig. 2.14 - Ondulação da tensão de saída.

Para simplificação desta análise, a segunda etapa foi suprimida.

A variação da tensão de saída pode ser escrita como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{C_o} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_{L_o}}{2} T \quad (2.40)$$

Substituindo o valor de ondulação de corrente máxima dado na equação (2.39) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{nE}{16C_o f^2 L_o} \quad (2.41)$$

Pode-se então, a partir do valor da ondulação da tensão de saída, determinar o valor da capacitância necessária.

$$C_o = \frac{nE}{16\Delta V_o f^2 L_o} \quad (2.42)$$

Quando a ondulação de saída também se apresenta como uma restrição de projeto, utiliza-se o critério da resistência série equivalente. Por esse critério, sabe-se que a corrente que passa pelo capacitor é a corrente alternada, uma vez que a componente contínua é desviada à carga.

Esta corrente, ao circular pelo capacitor, provoca uma queda de tensão

devido à resistência série equivalente. Então, o capacitor de saída deve ter uma resistência série equivalente máxima dada por:

$$RSE_{eq} \leq \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} \quad (2.43)$$

2.4.6 Tensão máxima nos interruptores

A análise das etapas de operação permite identificar a tensão máxima sobre os interruptores como sendo a metade do valor da tensão de entrada.

$$V_{S1_{\max}} = V_{S2_{\max}} = V_{S3_{\max}} = V_{S4_{\max}} = \frac{E}{2} \quad (2.44)$$

2.4.7 Corrente de pico nos interruptores

A corrente de pico nos interruptores é igual à corrente de pico no enrolamento primário do transformador. Portanto, para a corrente de pico nos interruptores toma-se a corrente de pico no indutor de saída e refere-se a mesma para o lado primário.

$$I_{S_{\max}} = I_{pri_{\max}} = nI_{L_{O_{\max}}} \quad (2.45)$$

Quando o conversor possuir mais de uma saída, a corrente máxima nos interruptores é o somatório da equação (2.45) para cada uma das saídas.

$$I_{S_{\max}} = \sum_i n_i I_{L_{O_{\max_i}}} \quad (2.46)$$

O valor médio da corrente no indutor pode ser tomado como o valor médio da corrente na carga. Logo, a corrente máxima no indutor pode ser apresentada como:

$$I_{L_{O_{\max}}} = I_O + \frac{\Delta I_{L_O}}{2} \quad (2.47)$$

Substituindo (2.38) em (2.47), tem-se:

$$I_{L_{O_{\max}}} = I_O + \frac{nE}{2fL_O} D(1-D) \quad (2.48)$$

Escrevendo em função de V_O , tem-se:

$$I_{L_{O_{\max}}} = I_O + \frac{V_O}{2fL_O} (1-D) \quad (2.49)$$

Dessa forma, a equação (2.45) fica:

$$I_{S_{\max}} = n \left(I_o + \frac{V_o}{2fL_o} (1-D) \right) \quad (2.50)$$

Para várias saídas, a equação (2.50) fica:

$$I_{S_{\max}} = \sum_i n_i \left(I_{o_i} + \frac{V_{o_i}}{2fL_{o_i}} (1-D) \right) \quad (2.51)$$

Ao escrever a equação (2.50) não foi considerada a corrente no enrolamento primário, devido à indutância magnetizante. Essa corrente tem um percentual geralmente pequeno em relação à corrente do lado primário, e será importante nos cálculos mais adiante.

Quando a indutância magnetizante for considerada no cálculo da corrente máxima, a equação (2.50) é adicionada de um terceiro termo. A corrente magnetizante cresce no intervalo de condução dos interruptores, como mostrado em (2.52).

$$i_{L_m}(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (2.52)$$

Portanto, esta corrente tem seu valor máximo definido por (2.53).

$$I_{L_{m\max}} = \frac{E}{L_m f} D \quad (2.53)$$

A corrente máxima nos interruptores é escrita em (2.54).

$$I_{S_{\max}} = n \left(I_o + \frac{V_o}{2fL_o} (1-D) \right) + \frac{E}{L_m f} D \quad (2.54)$$

Para várias saídas, (2.54) pode ser reescrita como (2.55).

$$I_{S_{\max}} = \sum_i n_i \left(I_{o_i} + \frac{V_{o_i}}{2fL_{o_i}} (1-D) \right) + \frac{E}{L_m f} D \quad (2.55)$$

Para o projeto pode existir uma variação da tensão E de entrada, uma vez que a saída é regulada. Porém no cálculo considera-se sempre o pior caso, ou seja, o maior E e o maior D (ou D_{\max}). Mesmo sabendo que em regime isto não acontecerá, no transitório isto é possível.

2.4.8 Corrente média nos interruptores

Assim como no cálculo da corrente de pico, toma-se a corrente média nos interruptores como sendo a média da corrente de saída no intervalo de condução dos interruptores. A corrente de saída, durante o intervalo de condução dos interruptores, evolui da seguinte maneira:

$$i_{L_o}(t) = I_{L_{o\min}} + \left(\frac{nE - V_o}{L_o} \right) t \quad (2.56)$$

Logo, a corrente nos interruptores é essa corrente refletida ao lado primário:

$$i_s(t) = n \left(I_{L_{o\min}} + \frac{nE - V_o}{L_o} t \right) \quad (2.57)$$

Assim, a corrente média é obtida integrando-se a função da corrente no intervalo de tempo de condução dos interruptores.

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} n \left[I_{L_{o\min}} + \left(\frac{nE - V_o}{L_o} \right) t \right] dt \quad (2.58)$$

O resultado da integração dada em (2.58) é:

$$I_{S_{med}} = n \left[I_{L_{o\min}} D + \left(\frac{nE - V_o}{2L_o f} \right) D^2 \right] \quad (2.59)$$

Substituindo (2.36) em (2.59) tem-se:

$$I_{S_{med}} = n \left[I_{L_{o\min}} D + \left(\frac{\Delta I_{L_o}}{2} \right) D \right] \quad (2.60)$$

Seja:

$$I_{L_{o\min}} = I_o - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \quad (2.61)$$

Substituindo (2.61) em (2.60), tem-se que:

$$I_{S_{med}} = n D I_o \quad (2.62)$$

Para o caso de múltiplas saídas toma-se o somatório da expressão (2.62) para cada saída, e tem-se a expressão (2.63).

$$I_{S_{med}} = \sum_i n_i DI_{O_i} \quad (2.63)$$

Para se adicionar a corrente no indutor magnetizante, faz-se a corrente média total como a soma das médias da corrente. Para tal, é necessário calcular-se a média da equação (2.52) no período de comutação considerado.

$$I_{L_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} \frac{E}{L_m} t dt \quad (2.64)$$

Dessa forma, o resultado da equação (2.64) pode ser somado à equação (2.62), obtendo-se o valor total da corrente média nos interruptores.

$$I_{S_{med}} = \sum_i n_i DI_{O_i} + D^2 \frac{E}{2L_m f} \quad (2.65)$$

2.4.9 Corrente eficaz nos interruptores

O valor de corrente eficaz nos interruptores é calculado pela seguinte relação:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_c} i_s^2(t) dt} \quad (2.66)$$

Substituindo (2.57) na equação acima, tem-se:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_c} \left(n \left(I_{L_{o_{min}}} + \frac{nE - V_o}{L_o} t \right) \right)^2 dt} \quad (2.67)$$

Resolvendo-se a equação (2.67), chega-se em:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{n^2 D \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_{L_o}^2}{12} \right)} \quad (2.68)$$

Se a ondulação de corrente for considerada pequena, o segundo termo da equação pode ser desprezado. Então, a corrente eficaz nos interruptores pode ser escrita como:

$$I_{S_{ef}} = n I_o \sqrt{D} \quad (2.69)$$

Aqui, ao considerar-se a corrente devida à indutância de magnetização, é necessário fazer os cálculos a partir da função que descreve a corrente total. Esta

função deve ser elevada ao quadrado, obtendo-se um quadrado de uma soma como resultado.

A função que descreve a corrente total durante o intervalo de condução dos interruptores pode ser escrita como:

$$i_s(t) = n \left(I_{L_{o\min}} + \frac{nE - V_o}{L_o} t \right) + \frac{E}{L_m} t \quad (2.70)$$

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_c} \left(n \left(I_{L_{o\min}} + \frac{nE - V_o}{L_o} t \right) + \frac{E}{L_m} t \right)^2 dt} \quad (2.71)$$

O resultado da equação (2.71), após as devidas substituições, é dado em (2.72).

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{n^2 D \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_{L_o}^2}{12} \right) + n \frac{E}{L_m f} \left(I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{6} \right) + \left(\frac{E}{L_m f} \right)^2 \frac{D^3}{3}} \quad (2.72)$$

2.4.10 Cálculo da indutância magnetizante máxima

Como já foi descrito, a indutância magnetizante tem um papel importante no funcionamento deste conversor. É ela que vai garantir, ou não, a completa desmagnetização do transformador.

Caso o transformador não desmagnetize completamente, os interruptores são comandados a conduzir enquanto a tensão no enrolamento primário ainda é negativa. Isto fará com que o enrolamento primário termine a desmagnetização através de um “curto-circuito”, provocando sobre-correntes nos interruptores.

Se algum interruptor for comandado a conduzir com atraso em relação aos outros, durante este atraso este interruptor terá de suportar, além da tensão da fonte de alimentação de entrada, a tensão do enrolamento primário do transformador. Como os interruptores são projetados para suportar a metade da tensão de entrada, certamente irão queimar por sobre-tensão.

Conforme o valor de L_m , a desmagnetização do transformador pode ocorrer de forma mais rápida ou mais lenta. Teoricamente um transformador deve ter indutância magnetizante infinita. Porém, neste caso, mesmo tendo um valor finito, esta indutância muito grande tornará muito lenta a desmagnetização do transformador. O

conversor precisa, portanto, de uma energia circulante mínima no primário, o que significa que esta indutância magnetizante deve apresentar um valor máximo.

Para o cálculo desta indutância, tomam-se todos os intervalos de tempo após Δt_1 (tempo de transferência de energia à carga, e tempo onde haverá armazenagem de energia na indutância magnetizante). Tem-se então que o somatório destes intervalos restantes não deve ultrapassar o intervalo de meio período de comutação (tempo disponível para que a energia armazenada na indutância magnetizante seja devolvida à fonte de entrada).

Cálculo de Δt_2

Primeiramente, é calculado o valor de Δt_2 necessário para que a tensão nos interruptores S_1 e S_4 vá de zero até $E/2$.

Observando a Fig. 2.12, verifica-se que a segunda etapa terminará quando a tensão sobre os capacitores C_{S1} e C_{S2} chegar a $E/2$, ou a tensão no capacitor equivalente considerado na figura chegar a E . Fazendo a tensão equivalente igual a E na equação (2.12) e trocando o intervalo de tempo considerado por Δt_2 , tem-se:

$$E = \frac{1}{C_{eq}} (I_o + I_m) \Delta t_2 \quad (2.73)$$

Como a corrente que carrega esses capacitores é igual a corrente máxima do enrolamento primário, ou a corrente máxima nos interruptores, pode-se escrever Δt_2 como:

$$\Delta t_2 = C_{eq} \frac{E}{I_{S_{max}}} \quad (2.74)$$

Substituindo (2.54), pode-se escrever a equação em função de L_m .

$$\Delta t_2 = C_{eq} \frac{E}{n \left(I_o + \frac{V_o}{2fL_o} (1-D) \right) + \frac{E}{L_m f} D} \quad (2.75)$$

O valor de Δt_2 pode também ser usado como parâmetro para o cálculo do tempo morto, que é dado entre o bloqueio dos interruptores externos (S_1 e S_4) e os internos (S_2 e S_3).

$$t_{morto} \geq \Delta t_2 \quad (2.76)$$

Cálculo de Δt_4

Analogamente ao cálculo de Δt_2 , o cálculo de Δt_4 leva em consideração o circuito equivalente da quarta etapa mostrado na Fig. 2.7. Então, toma-se a equação (2.17) e iguala-se a mesma a E , que é a condição de término desta etapa.

$$E = I_{L_{m_{\max}}} \sqrt{\frac{L_m}{C_{eq}}} \text{sen}(\omega_o t) \quad (2.77)$$

Nota-se agora que a corrente inicial desta etapa é somente $I_{L_{m_{\max}}}$, sem a corrente de saída. Assim, o tempo Δt_4 é dado pela expressão (2.78).

$$\Delta t_4 = \arcsen\left(\frac{E}{I_{L_m} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_m}}}\right) \frac{1}{\omega_o} \quad (2.78)$$

Substituindo (2.53) e fazendo as simplificações, tem-se:

$$\Delta t_4 = \left(\arcsen\left(\frac{f}{D} \sqrt{L_m C_{eq}}\right) \right) \sqrt{L_m C_{eq}} \quad (2.79)$$

A corrente final dessa etapa é importante para o cálculo do tempo de desmagnetização Δt_5 , da próxima etapa. Esta corrente final pode ser calculada substituindo o valor de Δt_4 na equação de corrente dada em (2.16). Esta corrente é chamada de $I_{L_{m_4}}$.

$$I_{L_{m_4}} = \frac{E}{L_m f} D \cos\left(\arcsen\left(\frac{f}{D} \sqrt{L_m C_{eq}}\right)\right) \quad (2.80)$$

Cálculo de Δt_5

Este intervalo de tempo é onde, efetivamente, há uma desmagnetização. Esta desmagnetização ocorre com a inversão da tensão sobre o enrolamento primário do transformador e um decrescimento linear da corrente.

A equação que descreve esta etapa é a (2.22). Para se saber o tempo total Δt_5 basta fazer a corrente final desta etapa igual a zero. Dessa forma, a equação fica :

$$\Delta t_5 = I_{L_{m_4}} \frac{L_m}{E} \quad (2.81)$$

Substituindo-se a condição inicial $I_{L_{m_4}}$ dada em (2.80), tem-se (2.82).

$$\Delta t_5 = \frac{D}{f} \cos \left(\arcsen \left(\frac{f}{D} \sqrt{L_m C_{eq}} \right) \right) \quad (2.82)$$

Cálculo de Δt_6

A inclusão de Δt_6 como um tempo necessário vai ajudar na diminuição das perdas na entrada em condução. A supressão deste intervalo de tempo não terá efeito em sobretensões nos interruptores.

De qualquer forma, ele é incluído no tempo total, aumentando assim a garantia da desmagnetização do transformador.

Da equação das tensões nesta etapa, dada em (2.26), tem-se que o final da etapa se dá quando a tensão sobre cada um dos capacitores intrínsecos dos MOSFETs é igual a $E/4$, o que equivale a uma tensão no capacitor equivalente igual a E . Substituindo esta tensão na equação (2.26) e isolando t , escrito agora como Δt_6 , tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\sqrt{2}\omega_0} \frac{\pi}{2} = \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} \quad (2.83)$$

Deve-se levar em conta neste cálculo que a capacitância equivalente é igual aos quatro capacitores intrínsecos em série.

Determinação de L_m máximo

Para se determinar o valor da indutância magnetizante máxima, é preciso considerar que o somatório de todos os tempos, excetuando-se Δt_1 , deve ser menor do que a metade do período de comutação. Como Δt_3 é um tempo morto arbitrário, este tempo será dado pelo projetista e será considerado neste caso igual a zero.

A equação (2.84) traduz a restrição para o cálculo de L_m .

$$\frac{T}{2} \geq \Delta t_2 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 \quad (2.84)$$

Pode-se então substituir (2.75), (2.79), (2.82) e (2.83) em (2.84).

$$\frac{T}{2} \geq C_{eq} \frac{E}{n \left(I_o + \frac{V_o}{2fL_o} (1-D) \right) + \frac{E}{L_m f} D} + \left(\arcsen \left(\frac{f}{D} \sqrt{L_m C_{eq}} \right) \right) \sqrt{L_m C_{eq}} + \frac{D}{f} \cos \left(\arcsen \left(\frac{f}{D} \sqrt{L_m C_{eq}} \right) \right) + \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} \quad (2.85)$$

A solução analítica desta equação não é possível devido aos termos em *arcsen*. No entanto, fazendo uso de uma planilha de cálculo eletrônica, é possível se traçar um gráfico do somatório dos intervalos de tempo, e compará-lo com a curva que corresponde ao valor de tempo de meio período de comutação. A Fig. 2.15 ilustra um exemplo para este cálculo. Para os valores de L_m , $\Sigma\Delta t$, e de $0,5T$ mostrados no gráfico, utilizou-se as especificações de projeto dadas na tabela Tabela 2.1. Para a capacitância *dreno-source* do MOSFET, utilizou-se um gráfico dado pelo fabricante *International Rectifiers* para o modelo IRFBE30, de onde toma-se o valor de $C_{DS} = 50\text{pF}$.

Para o caso ilustrado, adotou-se uma indutância magnetizante $L_m = 11\text{mH}$, como mostrado no projeto implementado, no item 2.5.

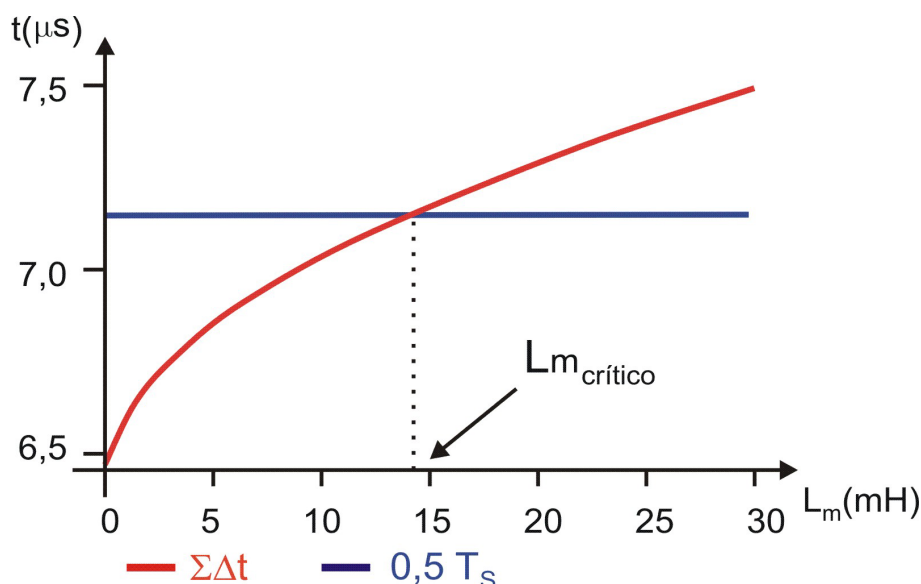


Fig. 2.15 – Representação da variação do tempo de desmagnetização do indutor em função de L_m .

2.5 Projeto e simulação

A seguir, são apresentadas as especificações do projeto a ser implementado. Este projeto visa uma comprovação, via simulação, das etapas de operação e do princípio de funcionamento do conversor, e serve de base para a implementação prática e obtenção dos resultados experimentais.

2.5.1 Especificações

As especificações do projeto são mostradas na Tabela 2.1. A simulação foi feita utilizando-se o programa PSpice 9.0, da Orcad Inc.

Tabela 2.1 – Especificações do protótipo implementado.

Tensão de entrada nominal	$E = 1200V_{CC}$	
Tensão de entrada mínima	$E_{min} = 250V_{CC}$	
Frequência de comutação	$f = 70KHz$	
Tensões e correntes de saída	$V_{O1} = 5V_{CC}$	$I_{O1} = 1A$
	$V_{O2} = 15V_{CC}$	$I_{O2} = 1,5A$
	$V_{O3} = -15V_{CC}$	$I_{O3} = 0,7A$
	$V_{O4} = 15V_{CC}$	$I_{O4} = 1A$
	$V_{O5} = 15V_{CC}$	$I_{O5} = 1A$
	$V_{O6} = 15V_{CC}$	$I_{O6} = 1A$
	$V_{O7} = 24V_{CC}$	$I_{O7} = 0,3A$
	$V_{O8} = 15V_{CC}$	$I_{O8} = 50mA$
Potência total de saída	$P_O = 90,95W$	
Rendimento esperado	$\eta \cong 80\%$	
Ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_O = 5\%$	
Ondulação da corrente no indutor de saída	$\Delta I_{L_o} = 35\%$	

2.5.2 Resultados obtidos na simulação

A seguir, são mostradas as principais formas de onda identificando as correntes e tensões nos principais elementos de potência. Essas simulações foram feitas buscando a verificação e um entendimento claro das etapas de funcionamento, mostradas aqui e utilizadas nos equacionamentos.

A Fig. 2.16 mostra no gráfico superior a tensão aplicada sobre o gatilho dos interruptores. A forma de onda mais adiantada é o sinal de gatilho aplicado nos interruptores externos. A forma de onda atrasada na descida é o sinal de gatilho aplicado sobre os interruptores internos. Foram mostrados aqui apenas os sinais em $S1$ e $S2$. Porém, o sinal de $S1$ é o mesmo de $S4$, bem como de $S2$ é o mesmo de $S3$. As referências $S1$, $S2$, $S3$ e $S4$ seguem a Fig. 2.1.

O segundo gráfico da Fig. 2.16 mostra a tensão também sobre os interruptores $S1$ (representando $S1$ e $S4$) e $S2$ (representando $S2$ e $S3$). Como no sinal de comando, aqui as tensões também aparecem atrasadas no bloqueio. Nota-se o efetivo grampeamento da tensão em $E/2$ (300V) – para o caso utilizou-se uma tensão de entrada de 600V.

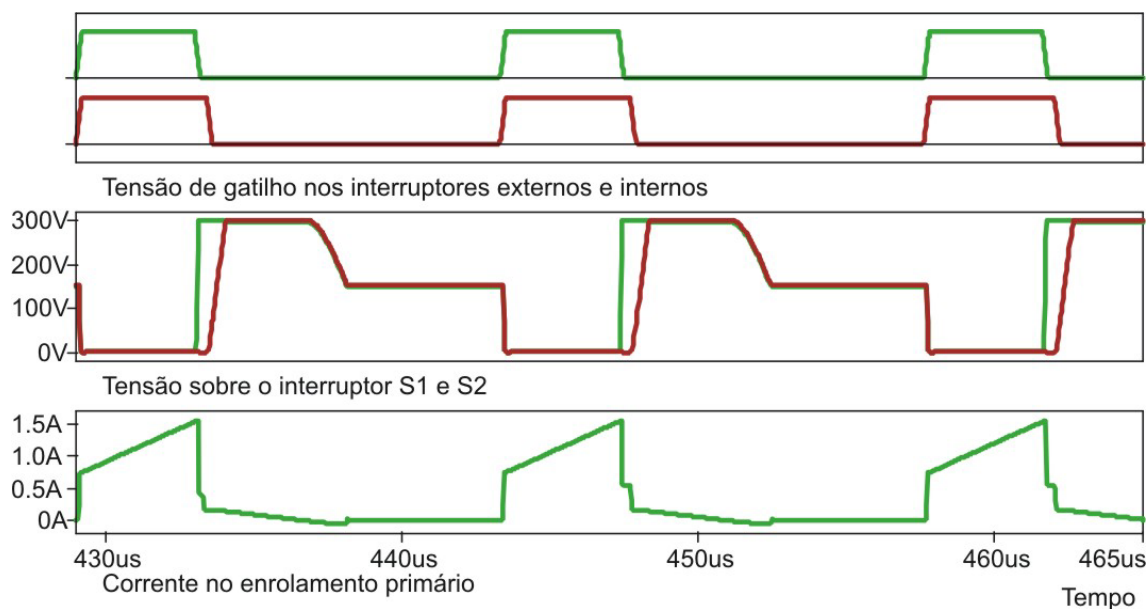


Fig. 2.16 – Resultados de simulação: tensão de gatilho nos interruptores, tensão dreno-source sobre os interruptores e corrente no enrolamento primário.

A corrente no enrolamento primário é mostrada no terceiro gráfico da Fig. 2.16. Nota-se neste gráfico a corrente crescendo durante a transferência de energia e decrescendo na etapa de desmagnetização.

A Fig. 2.17 mostra no gráfico superior a corrente no diodo de grampeamento do interruptor $S1$. Nota-se a sua entrada em condução no instante em que há a roda livre, no tempo morto entre o bloqueio dos interruptores externos e os internos.

No segundo gráfico da Fig. 2.17 é mostrada a corrente em um dos diodos de recuperação. Esta recuperação ocorre quando os interruptores estão bloqueados e com tensão igual à metade da tensão de entrada. Esses gráficos foram colocados junto com as tensões sobre os interruptores $S1$ e $S2$ e com a corrente no enrolamento primário, com o objetivo de identificar as etapas de operação.

Para identificar de maneira mais clara as etapas, a tensão no enrolamento primário, a tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ e a corrente no enrolamento primário

foram colocadas juntas na Fig. 2.18. Nesta figura, a escala do tempo é ampliada e barras mostram os limites entre uma etapa e outra.

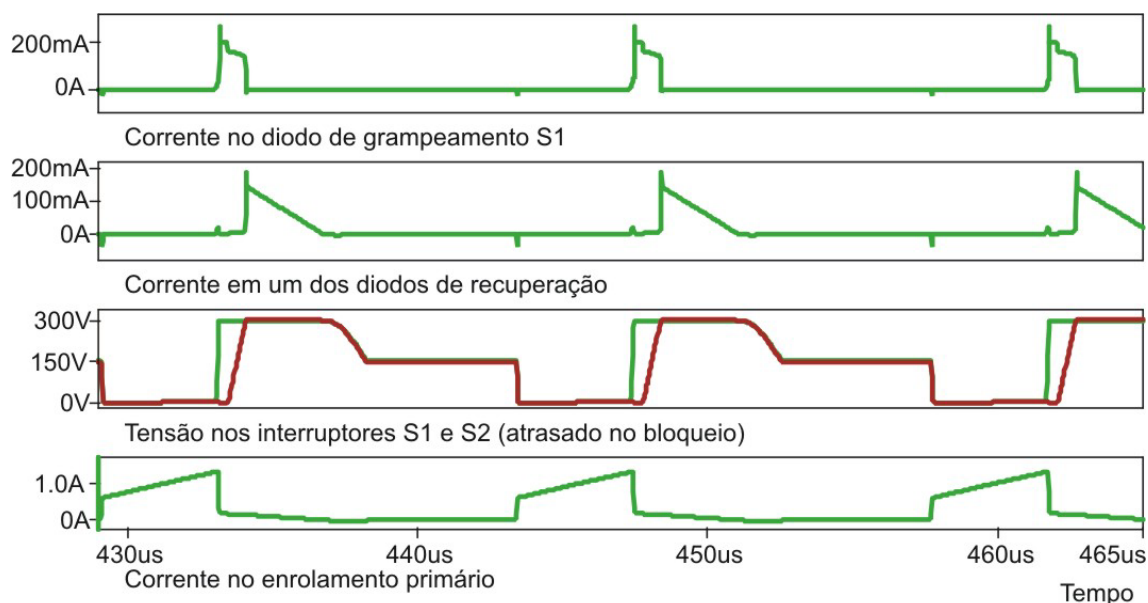


Fig. 2.17 – Resultados de simulação: corrente no diodo de grampeamento, corrente no diodo de recuperação, tensão dreno-source nos interruptores e corrente no enrolamento primário.

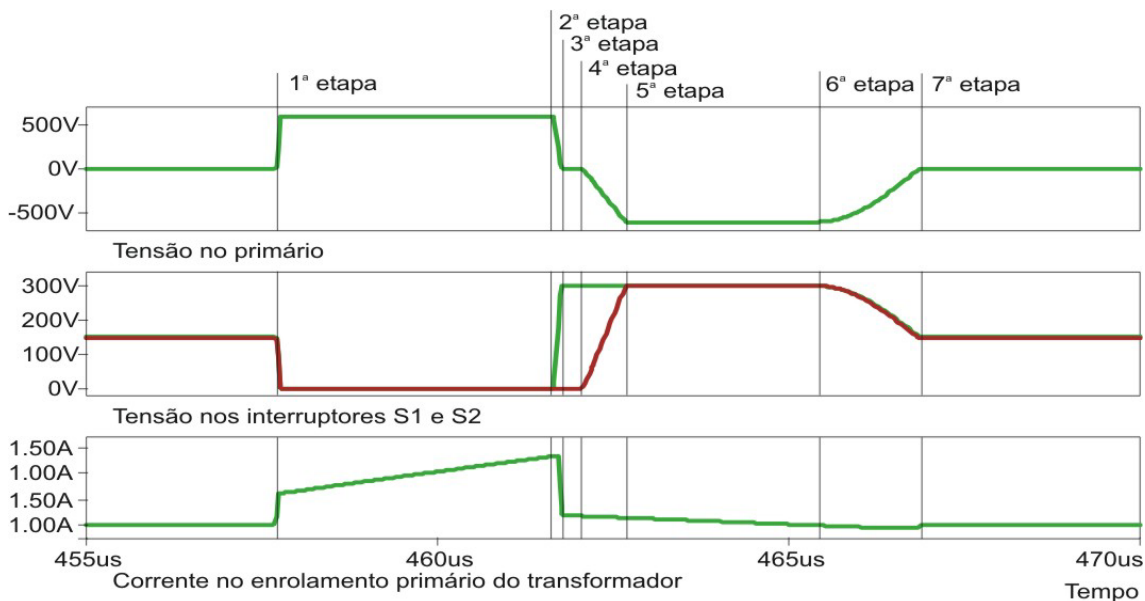


Fig. 2.18 – Resultados de simulação com a identificação das etapas: tensão no enrolamento primário, tensão dreno-source nos interruptores e corrente no enrolamento primário.

A Fig. 2.19 identifica a corrente no diodo série com o enrolamento secundário na saída de maior potência (segundo gráfico). A corrente no diodo de roda livre (*D7*) também é mostrada no gráfico inferior. Estas formas de onda são

acompanhadas da tensão no enrolamento primário para melhor identificação das etapas.

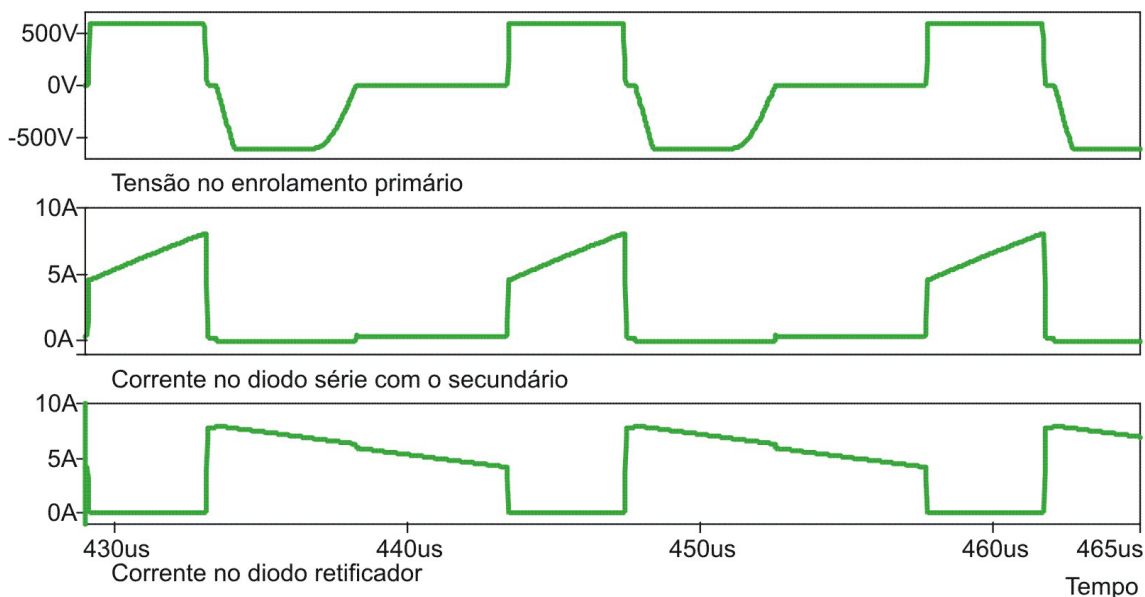


Fig. 2.19 – Resultados de simulação: tensão no enrolamento primário, corrente no diodo série com o enrolamento secundário e corrente no diodo retificador.

A Fig. 2.20 mostra tensão denominada V_f no equacionamento, a ondulação de tensão no capacitor de saída e a ondulação de corrente no indutor de saída. Para esta corrente de saída utilizou-se uma única saída com potência equivalente.

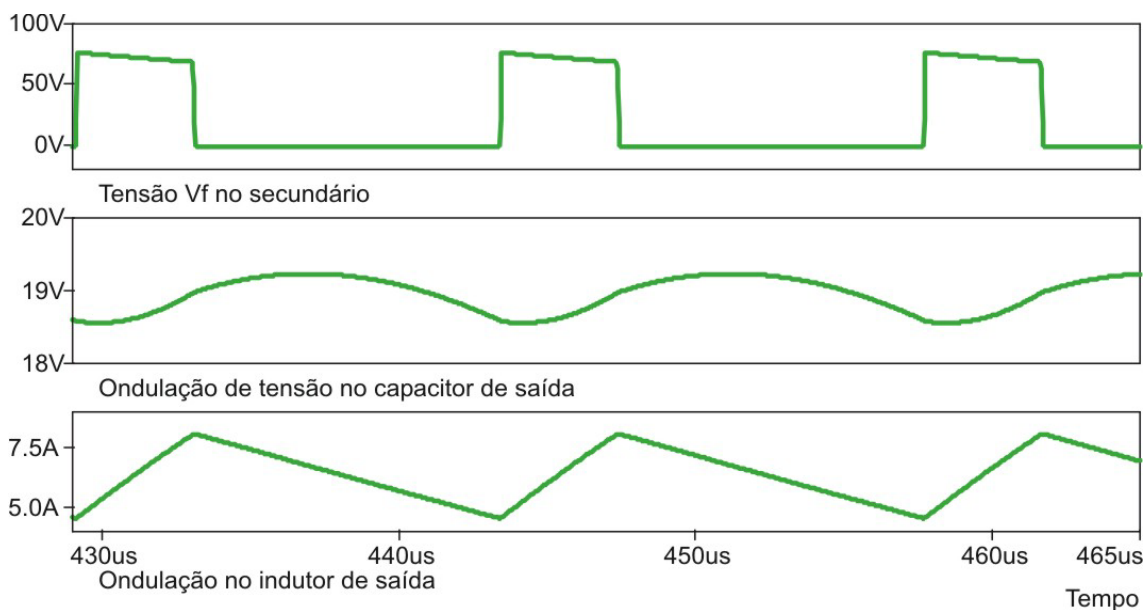


Fig. 2.20 – Resultados de simulação: tensão V_f , ondulação de tensão no capacitor de saída e corrente no indutor de saída no lado secundário de maior carga.

2.6 Resultados Experimentais

Para a construção do protótipo de laboratório, os componentes foram dimensionados a partir de uma planilha de cálculo baseada nas equações mostradas ao longo deste capítulo.

2.6.1 Valores dos componentes de potência utilizados

Na Tabela 2.2 são listados os componentes de potência escolhidos. Por razões de diminuição da ondulação da tensão de saída, utilizou-se o critério da resistência série equivalente para a escolha dos capacitores, bem como, padronizou-se todas as saídas.

Tabela 2.2 – Listagem dos principais componentes de potência escolhidos.

Componente	Código	Características	Fabricante
Interruptores	IRFBE30	$V_{DSS} = 800V$ $R_{DS(on)} = 3,0\Omega$ $I_D = 4,1A$	Internacional Rectifiers
Diodos do lado primário	MUR1100E	$V_{RRM} = 1000V$ $I_{F(AV)} = 1A.$	Motorola
Indutância magnetizante		$L_m = 11mH$	
Capacitores de saída		$10\mu F$	
Diodos de saída	MUR420	$V_{RRM} = 200V$ $I_{F(AV)} = 4A$	Motorola

2.6.2 Apresentação dos resultados

Os resultados experimentais foram obtidos através do protótipo, segundo a especificação apresentada na seção anterior. As figuras a serem apresentadas nessa seção foram capturadas em um osciloscópio digital e têm a intenção de apresentar as principais formas de onda, da mesma forma que buscam dar credibilidade ao trabalho desenvolvido.

A primeira figura a ser mostrada representa a tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador para uma tensão de entrada regulada em 300V_{cc}, tensão mínima de especificação de projeto.

Nesta figura (Fig. 2.21) fica evidente a diferença de tempo na carga dos capacitores dos interruptores externos e internos. Quando os interruptores externos são bloqueados, os seus capacitores intrínsecos são carregados com a corrente de saída refletida ao lado primário. Este tempo é observado na descida da tensão no enrolamento primário de 300V a zero. Quando a tensão do enrolamento primário passa de zero a $-300V_{cc}$ (300V negativo), ocorre a carga dos capacitores dos interruptores internos devido ao bloqueio destes. O tempo de transição desta tensão é maior.

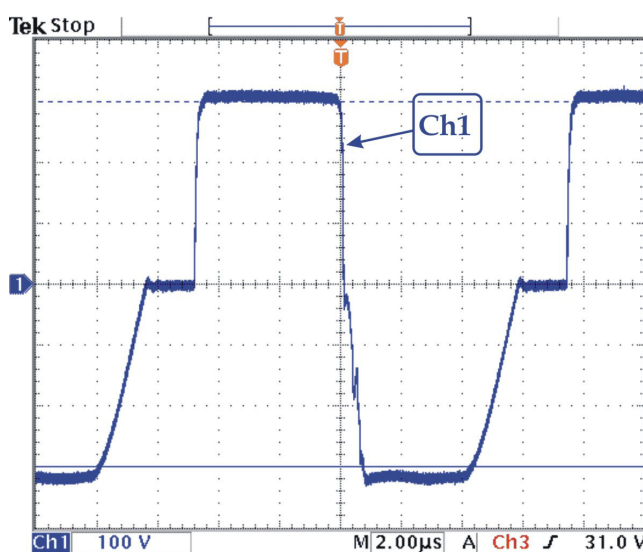


Fig. 2.21 – Tensão no enrolamento primário do transformador (Ch1:100V/div) para uma tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2 μ s/div.

Também, na Fig. 2.21, pode-se observar a etapa de ressonância que ocorre quando o transformador termina a sua desmagnetização, e a sua tensão retorna novamente a zero.

Na Fig. 2.22 e Fig. 2.23 mostra-se a tensão de bloqueio nos interruptores. Quando a tensão no enrolamento primário do transformador vai a zero, as tensões da Fig. 2.22 e Fig. 2.23 tendem a se equilibrar em $V_{in}/4$. Porém, esta é só uma tendência, podendo algum dos interruptores ficar com uma tensão maior do que outro.

No entanto, a tensão máxima de bloqueio dos interruptores é garantida e mostrada em $V_{in}/2$. A não ser por uma pequena sobretensão, as tensões ficam todas bloqueadas e equilibradas na metade da tensão de entrada. A sobretensão será comentada posteriormente com um detalhamento das formas de onda.

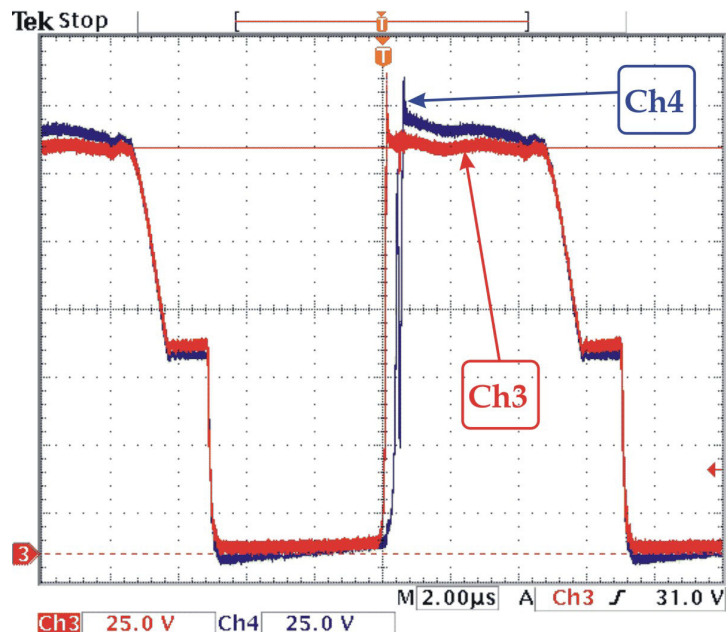


Fig. 2.22 – Tensão sobre os interruptores S_1 (Ch3: 25V/div) e S_2 (Ch4: 25V/div) para V_{in} de 300V. Escala de tempo: 2μs/div.

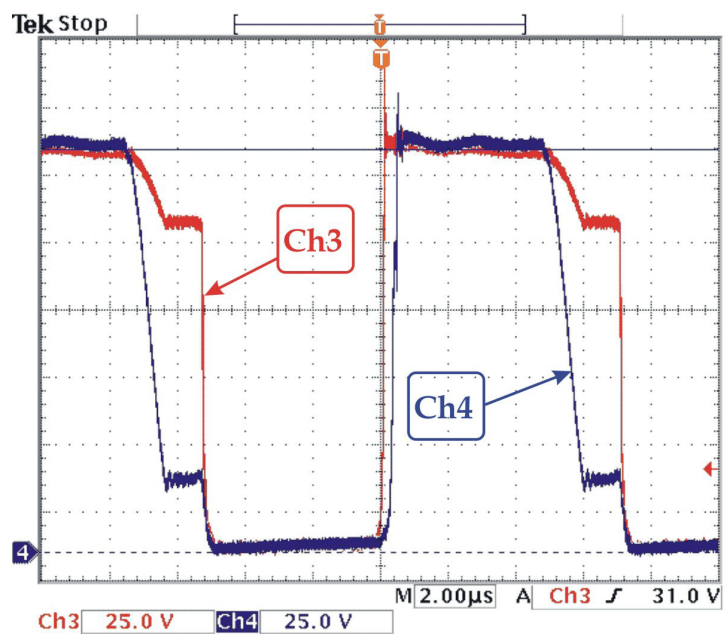


Fig. 2.23 – Tensão sobre os interruptores S_3 (Ch4: 25V/div) e S_4 (Ch3: 25V/div) para V_{in} de 300V. Escala de tempo: 2μs/div.

A Fig. 2.24 mostra a tensão no enrolamento primário do transformador para $V_{in} = 1,2kV$.

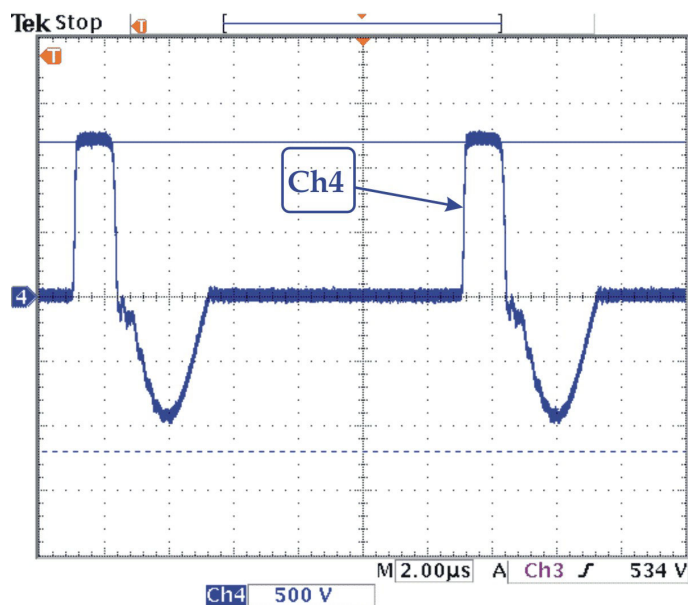


Fig. 2.24 – Tensão no enrolamento primário do transformador (Ch4: 500V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

Uma vez comprovado o funcionamento em 300Vcc, elevou-se a tensão de entrada até o limite especificado pelo projeto: 1200Vcc. Esta mesma tensão é vista com a escala de tempo um pouco mais ampliada, na Fig. 2.25. Nota-se que para esta tensão de entrada a desmagnetização do transformador é feita sem que a tensão negativa plena seja atingida (-1200V).

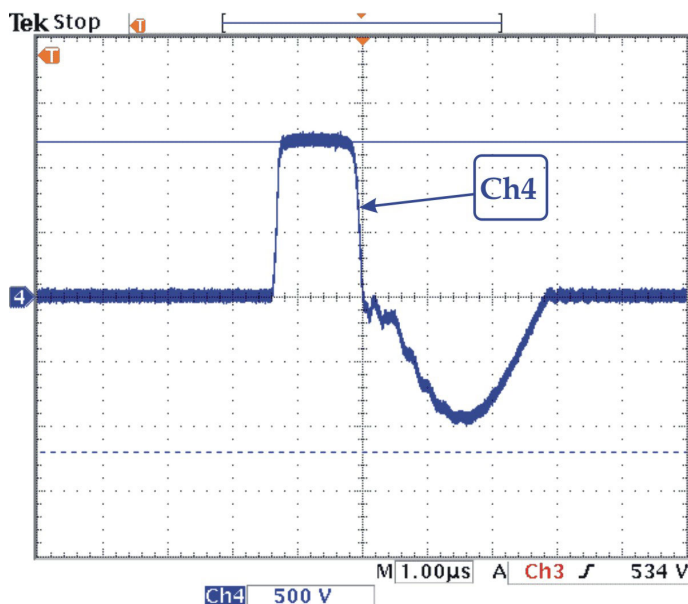


Fig. 2.25 – Detalhe da tensão no enrolamento primário do transformador (Ch4: 500V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 1µs/div.

A Fig. 2.26 mostra a tensão *dreno-source* sobre o interruptor S_1 e S_2 .

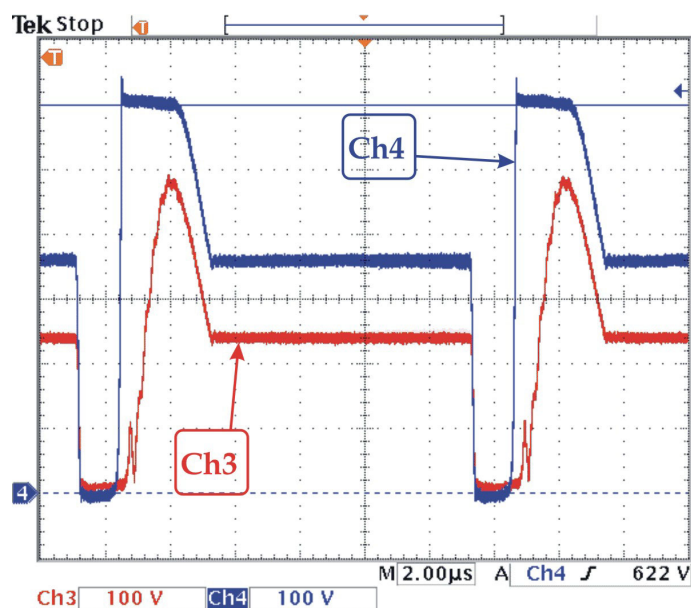


Fig. 2.26 – Tensão sobre os interruptores S_1 (Ch4: 100V/div) e S_2 (Ch3: 100V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2μs/div.

A Fig. 2.27 mostra essa mesma tensão para os interruptores S_3 e S_4 . Nota-se nessas figuras, além do retardo no bloqueio entre os interruptores externos (S_1 e S_4) e internos (S_2 e S_3), uma diferença maior na acomodação dessas tensões quando a corrente vai a zero, após a recuperação da energia armazenada na indutância magnetizante.

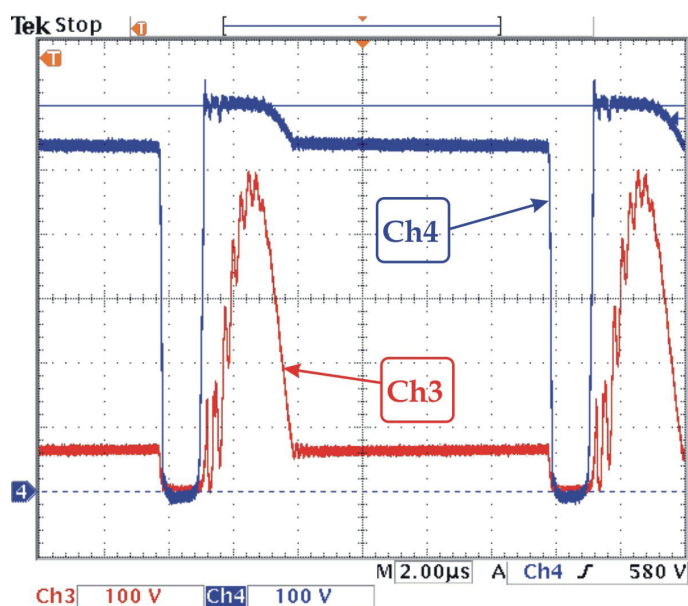


Fig. 2.27 – Tensão sobre os interruptores S_3 (Ch3: 100V/div) e S_4 (Ch4: 100V/div) para uma tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2μs/div.

Quando os interruptores são comandados a bloquear e os capacitores paralelos dos interruptores carregam, a corrente é desviada e força os diodos grampeadores a conduzir. Dependendo da velocidade de entrada em condução dos diodos grampeadores, uma sobretensão pode ocorrer na entrada em condução dos mesmos. Esta sobretensão aparece também sobre os interruptores, e é vista na Fig. 2.28 para os interruptores externos – caso mais crítico.

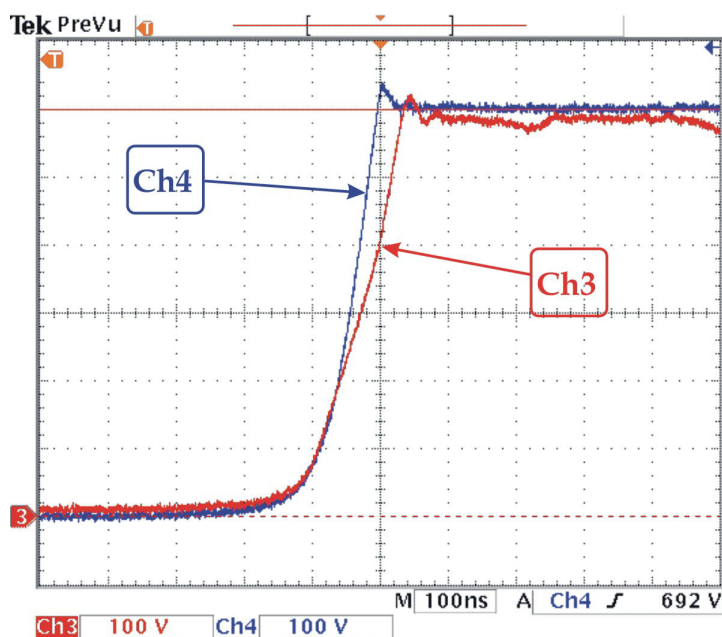


Fig. 2.28 – Detalhe da subida da tensão nos interruptores S_1 (Ch4: 100V/div) e S_4 (Ch3: 100V/div).
Escala de tempo: 100ns/div.

Outro fator que pode elevar o *overshoot* desta tensão são as indutâncias parasitas, presentes nos caminhos da corrente e no laço do circuito do lado primário do transformador. A Fig. 2.29 mostra um detalhe da subida desta tensão no interruptor S_1 . O valor desta tensão chega a 36V. Como os interruptores usados são de 800V, uma tensão de 636V ainda está dentro de uma faixa segura. Fatores como melhora do *layout* ou redução do tempo de bloqueio dos interruptores podem diminuir este sobre-sinal.

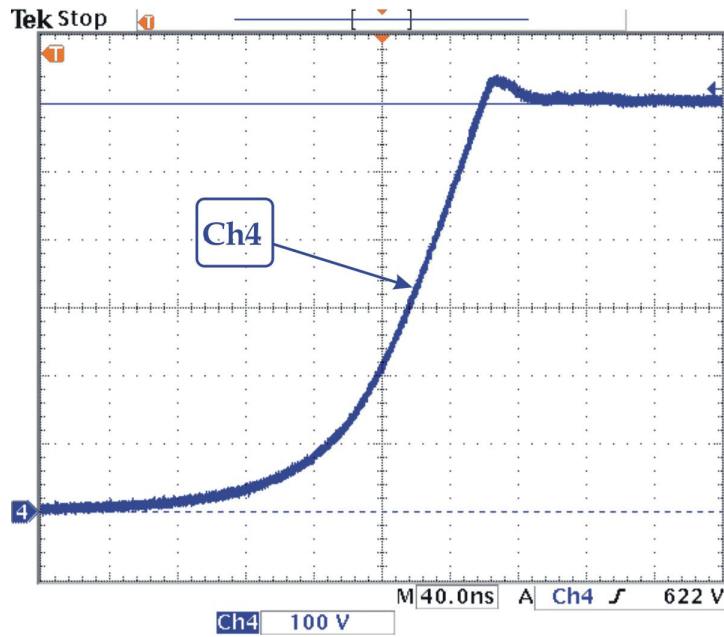


Fig. 2.29 – Detalhe da subida da tensão no interruptor S_1 (Ch4: 100V/div).
Escala de tempo: 40ns/div.

Uma das saídas projetadas do conversor foi especificada para realimentação e controle. Esta saída é mostrada na Fig. 2.30, tanto o seu valor regulado, como a tensão de saída retificada que alimenta o filtro de saída.

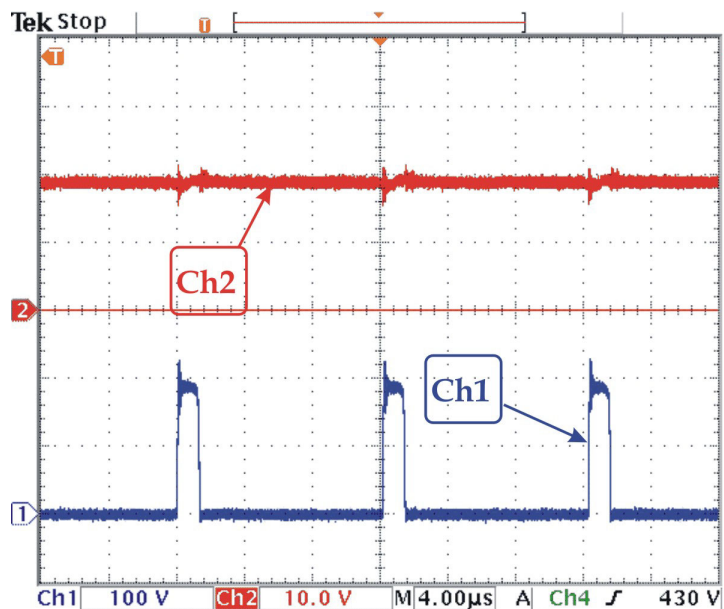


Fig. 2.30 – Tensão na saída usada para auto-alimentação do circuito de comando e retro-alimentação (Ch2: 10V/div) e tensão no enrolamento secundário do transformador que alimenta esta saída (Ch1: 100V/div). Escala de tempo: 4μs/div.

Nenhuma ênfase especial é dada para este conversor com relação ao controlador implementado. O modelo utilizado para a malha de controle é o mesmo modelo do conversor *buck*, considerando-se apenas os limites de razão cíclica e fazendo-se as devidas referências devido ao isolamento (da mesma maneira que é feito no *forward* tradicional).

A variação da tensão de entrada em relação à variação da tensão na saída controlada é mostrada na Tabela 2.3. A carga utilizada equivale à carga nominal de operação em todas as saídas.

Tabela 2.3 – Variação da tensão de controle em função da variação da tensão de entrada.

Tensão de entrada	Tensão na saída regulada
300V	24,04V
400V	24,04V
500V	24,04V
600V	24,06V
700V	24,09V
800V	24,08V
900V	24,08V
1000V	24,06V
1100V	24,04V
1200V	24,10V

2.7 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi mostrar, de uma forma detalhada, o estudo feito do conversor *duplo-forward*. Este conversor é novo na literatura e, por este motivo, precisa ser bem compreendido nas suas etapas de funcionamento e formas de transferência de energia.

O equacionamento apresentado teve como objetivo garantir que a tensão sobre os interruptores seja, no máximo, a metade da tensão de entrada. A restrição de projeto, com o estudo da importância da indutância magnetizante, se mostrou relevante. Notou-se que o tempo da completa desmagnetização do transformador depende de etapas ressonantes, onde o valor desta indutância tem papel principal.

O levantamento das correntes eficazes e médias nos interruptores serve para auxiliar na escolha do interruptor mais adequado. Embora o conversor seja de pequena potência, este equacionamento evita erros grosseiros, principalmente no “super-dimensionamento”, evitando assim um aumento dos custos de projeto.

Quanto à simulação mostrada, esta teve como principal objetivo identificar as etapas de funcionamento do conversor. A implementação de um conversor novo, mesmo que simples à primeira vista, requer muito cuidado. Muitas surpresas indesejáveis, tais como etapas não identificadas ou mesmo problemas de equilíbrio de tensões nos capacitores podem inviabilizar a aplicação do conversor. Por isso, a importância do bom entendimento do mesmo.

Os resultados experimentais mostraram a funcionalidade do conversor. O balanço de tensões foi obtido com sucesso. Uma pequena sobre-tensão aparece no bloqueio dos interruptores, sendo uma característica própria de grampeamentos a diodo. A facilidade de comandar quatro interruptores com um sinal único, e um único transformador de pulso, também se apresenta como uma boa característica deste conversor. O pequeno atraso entre o comando dos interruptores internos em relação aos interruptores externos pode ser dado através da diferença no resistor de *gate*. Portanto, a grande vantagem na semelhança com o conversor *forward* clássico, permitiu uma transferência rápida para aplicações industriais imediatas.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR DUPLO-FLYBACK

3.1 Introdução

O presente capítulo tem por objetivo dar continuidade à apresentação da nova topologia apresentada como *duplo-forward*. Agora, esta topologia é apresentada funcionando com saída em tensão e com armazenagem de energia no campo magnético do transformador, sendo dessa forma chamada de *duplo-flyback*.

Esta topologia possui, também, a característica de redução da tensão nos interruptores de potência à metade da tensão de entrada, e uma forma de comando simplificado da mesma forma que no *forward*. A vantagem da disposição dos interruptores em série, e entre eles o enrolamento primário do transformador que transfere energia à carga, impede o curto circuito franco no barramento.

O conversor *duplo-flyback* é apresentado, primeiramente, descrevendo-se as suas etapas de operação. Em seguida, um detalhado desenvolvimento analítico descreve as principais equações que governam a característica de transferência externa do conversor e os principais elementos de potência.

Uma simulação mostrará o funcionamento deste conversor com suas diversas saídas. Ao final do capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório.

3.2 Apresentação do conversor

O conversor *flyback* clássico se apresenta como uma alternativa mais simples e barata em relação ao conversor *forward*. Esta característica deve-se, principalmente, ao fato de que a topologia *flyback* não possui indutor de saída, diminuindo assim o número de elementos magnéticos. No caso de fontes auxiliares, o número de elementos magnéticos é reduzido em um para cada saída, o que aumenta a vantagem da topologia *flyback*.

No entanto, o modo *flyback* de transferência de potência tem como agravante os picos maiores de corrente nos interruptores, uma vez que este tipo de conversor é mais utilizado no modo de condução descontínua. O modo de condução contínua é evitado devido à existência de um zero no semi-plano direito, que pode levar a instabilidades. Ainda, podem existir problemas de saturação nos núcleos que armazenam a energia magnetizante (no *flyback* a energia é armazenada no campo magnético do núcleo do transformador).

Outra característica do *flyback* em condução contínua são as perdas existentes devido à recuperação reversa dos diodos de saída. Em condução descontínua essas perdas são eliminadas.

O conversor *flyback* clássico também apresenta uma elevada tensão sobre os interruptores quando estão bloqueados. Esta tensão é igual à tensão de alimentação, mais a tensão de saída referida ao lado primário.

A análise a ser apresentada seguirá a metodologia utilizada para o estudo do conversor *forward*. Este conversor será referenciado no texto pelo nome de *duplo-flyback* por apresentar característica de transferência de potência semelhante ao conversor *flyback*. Essas características, apontadas como principais, são: transferência de forma unidirecional, operação em modo de condução descontínua e funcionamento análogo ao do conversor *buck-boost*.

Da mesma forma que no *forward*, este conversor possui quatro interruptores em linha com o primário do transformador (Fig. 3.1). Também apresenta, como grande vantagem, o grampeamento da tensão sobre os interruptores igual à metade da tensão de entrada.

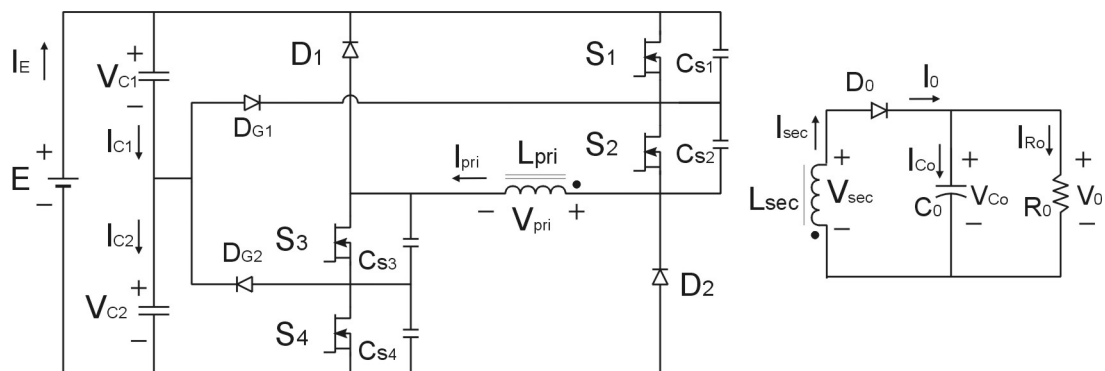


Fig. 3.1 – Conversor duplo-flyback: convenções utilizadas no equacionamento.

A seguir, são apresentadas, detalhadamente, as etapas de operação com a finalidade de obter o equacionamento da estrutura.

3.3 Etapas de funcionamento

Para a simplificação da análise são adotadas as seguintes considerações:

- o circuito opera em regime permanente no modo de condução descontínua;
- todos os interruptores semicondutores de potência são ideais, com quedas resistivas em condução nulas;
- as capacitâncias em paralelo com os interruptores são consideradas constantes e de mesmo valor;
- o capacitor de saída é considerado suficientemente grande para ser interpretado como uma fonte de tensão V_O .

3.3.1 1ª Etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 3.2. Durante esta etapa a indutância L_{pri} armazena energia. O diodo D_O está polarizado reversamente e a carga é alimentada pela capacitância C_O .

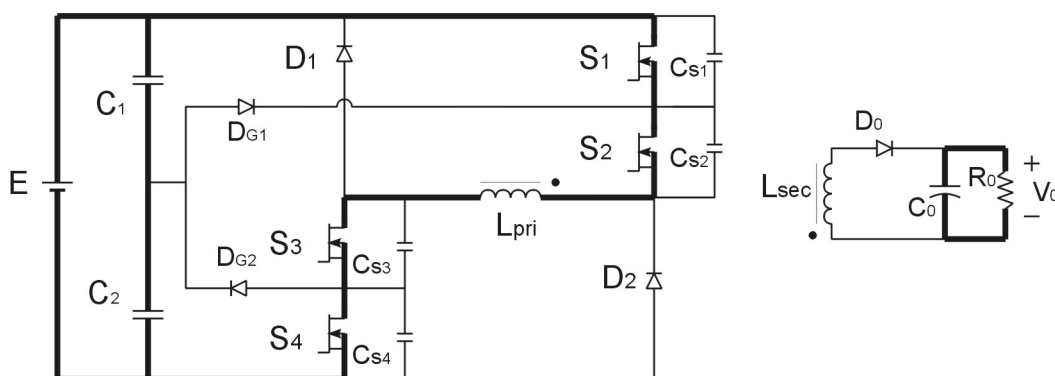


Fig. 3.2 - Primeira etapa de funcionamento.

Quando os interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 são comandados a conduzir, a fonte E , associada em paralelo com os capacitores C_1 e C_2 , tem como carga a indutância do lado primário.

A tensão nos interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 é nula, uma vez que os interruptores estão em condução.

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = 0 \quad (3.1)$$

A tensão no enrolamento primário do transformador é igual à tensão de entrada E .

$$V_{pri} = E \quad (3.2)$$

A tensão no enrolamento secundário do transformador é igual à tensão do enrolamento primário refletida, onde fica definida a relação de transformação pela expressão (3.4).

$$V_{sec} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{pri} \quad (3.3)$$

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (3.4)$$

A corrente nos interruptores é igual à corrente no lado primário, e obedece então à expressão (3.5).

$$\frac{di_{L_{pri}}}{dt} = \frac{E}{L_{pri}} \quad (3.5)$$

A corrente no diodo D_O é igual a zero.

$$I_{D_O} = 0$$

As correntes nos interruptores são iguais à corrente de entrada.

$$i_{S1} = i_{S2} = i_{S3} = i_{S4} = i_E = i_{L_{pri}} \quad (3.6)$$

Os diodos de grameamento do lado primário D_{C1} e D_{C2} e os diodos de recuperação D_1 e D_2 encontram-se bloqueados, e a corrente através deles também é nula.

A corrente de saída é dada por:

$$I_O = \frac{V_O}{R_O} \quad (3.7)$$

3.3.2 2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados e inicia-se a segunda etapa, representada na figura Fig. 3.3. Como consequência, os capacitores intrínsecos

dos MOSFETs, C_{S1} e C_{S4} , começam a carregar com a corrente de saída I_O .

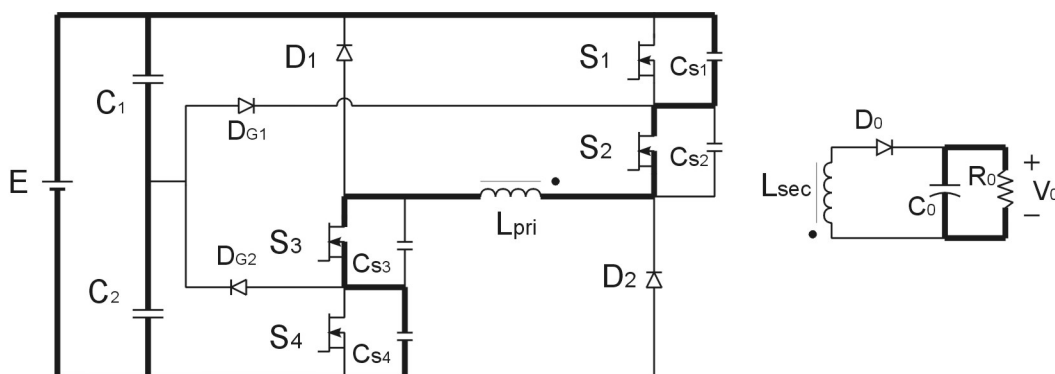


Fig. 3.3 – Segunda etapa de funcionamento.

As tensões V_{S1} e V_{S4} variam até o instante t_2 , quando atingem $E/2$. Para a análise desta etapa toma-se o circuito equivalente da Fig. 3.4.

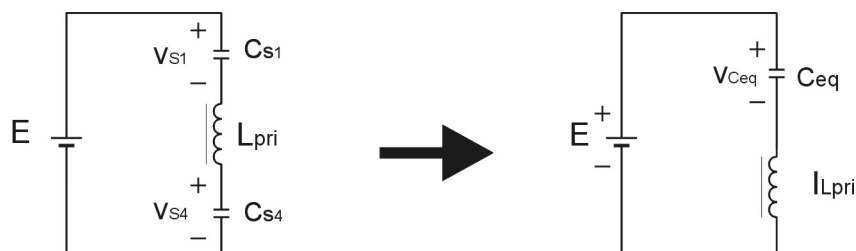


Fig. 3.4 – Circuito equivalente da segunda etapa.

O capacitor equivalente, mostrado na Fig. 3.4, é calculado tomando-se os dois capacitores intrínsecos dos MOSFETs em série. A tensão equivalente é a soma das tensões nesses capacitores (eq. (3.8)), e a capacitância é calculada como mostrado em (3.9).

$$v_{C_{eq}} = v_{C_{S1}} + v_{C_{S4}} \tag{3.8}$$

$$C_{eq} = \frac{C_{S1}C_{S4}}{C_{S1} + C_{S4}} \tag{3.9}$$

Logo, para este circuito, a tensão nos capacitores intrínsecos cresce da seguinte maneira:

$$v_{C_{eq}}(t) = -E \cos(\omega_o t) + I_{L_{pri\,pico}} \sqrt{\frac{L_{pri}}{C_{eq}}} \text{sen}(\omega_o t) + E \tag{3.10}$$

Da mesma forma, a equação da corrente no indutor armazenador de energia referido ao lado primário pode ser escrita como em (3.11).

$$i_{L_{pri}}(t) = E \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{pri}}} \text{sen}(\omega_0 t) + I_{L_{pri,pico}} \cos(\omega_0 t) \quad (3.11)$$

Ainda, ω_0 é definido como a frequência de ressonância dos elementos armazenadores de energia C_{eq} e L_m .

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \quad (3.12)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor equivalente atinge a tensão de entrada E , o que equivale aos capacitores C_{S1} e C_{S4} atingirem $E/2$.

3.3.3 3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 a tensão nos interruptores S_1 e S_4 atinge $E/2$. Os diodos D_{G1} e D_{G2} entram em condução e impedem que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_4 seja maior do que $E/2$.

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{E}{2} \quad (3.13)$$

A Fig. 3.5 mostra esta etapa de funcionamento.

A indutância do enrolamento primário L_{pri} mantém os diodos D_{G1} e D_{G2} em condução. As tensões nos enrolamentos do transformador permanecem nulas.

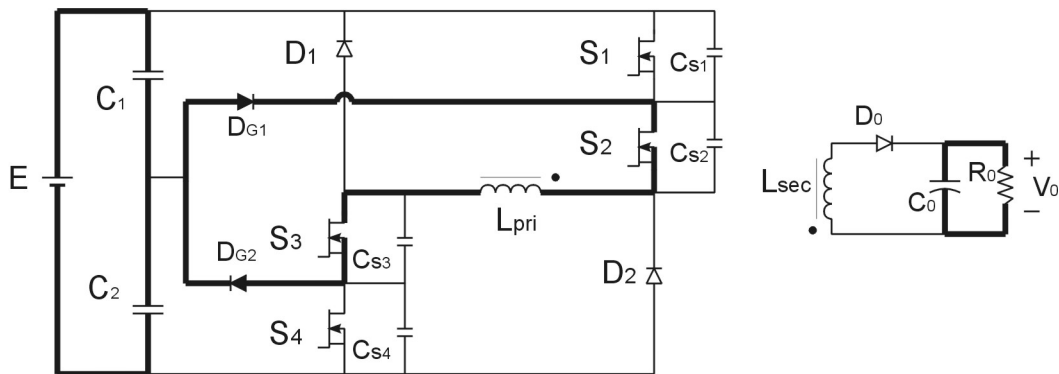


Fig. 3.5 - Terceira etapa de funcionamento.

O tempo de duração desta etapa pode ser considerado como um tempo morto, pois deve apenas garantir a existência da mesma.

3.3.4 4ª Etapa (t_3, t_4)

Nesta etapa, os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. Na Fig. 3.6 está representada a quarta etapa de funcionamento.

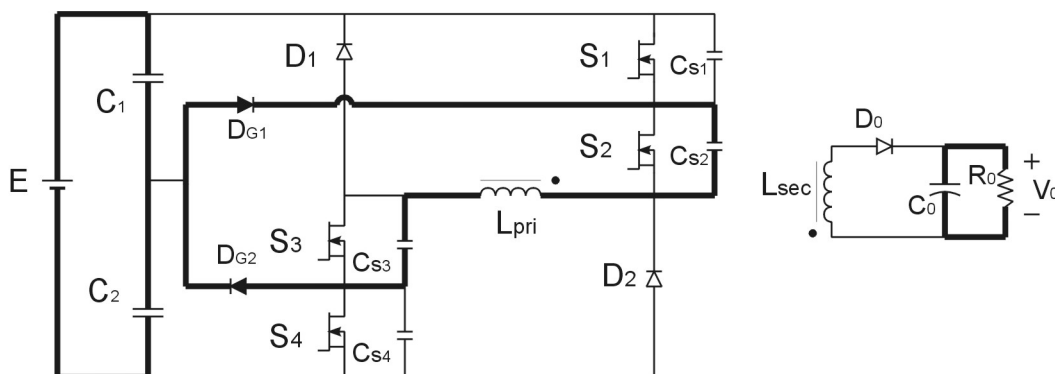


Fig. 3.6 – Quarta etapa de funcionamento.

Quando os interruptores são comandados a bloquear, tem-se uma etapa ressonante, com L_{pri} e a capacitância equivalente dos MOSFETs em série. A equação que descreve as tensões nessa etapa é dada por (3.14). Na Fig. 3.7 é mostrado o circuito equivalente utilizado para o levantamento das equações desta etapa.

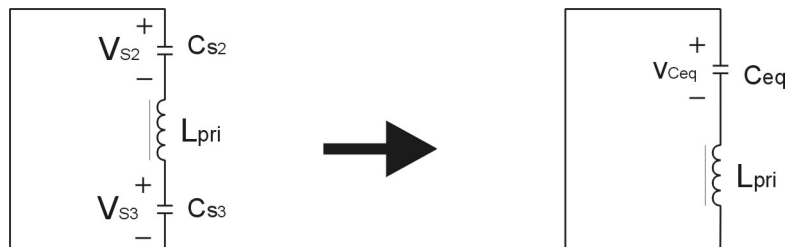


Fig. 3.7 – Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento.

$$v_{C_{eq}}(t) + L_{pri} \frac{di_{L_{pri}}(t)}{dt} = 0 \tag{3.14}$$

A equação da corrente é dada por (3.15).

$$i_{L_m}(t) = I_{L_{f2}} \cos(\omega_0 t) \tag{3.15}$$

A solução da equação (3.14) é dada em (3.16), onde toma-se como condição inicial a tensão no capacitor equivalente igual a zero e a corrente no indutor L_{pri} , como sendo a corrente em t_3 . Esta corrente é igual à corrente final em L_{pri} , na segunda etapa.

$$v_{C_{eq}}(t) = I_{L_{pri}} \sqrt{\frac{L_{pri}}{C_{eq}}} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.16)$$

onde: $v_{C_{eq}}(0) = 0$; $i_{L_{pri}}(0) = I_{L_{pri}}$

Analogamente ao que foi considerado na segunda etapa, aqui a tensão no capacitor equivalente é a soma da tensão no capacitor C_{S2} e C_{S3} .

Uma particularidade deste conversor é que a tensão nos interruptores S_2 e S_3 cresce até $V_0/2n$. Essa característica é importante na definição do número de espiras, bem como na razão cíclica máxima que deve ser adotada, como será apresentado nas próximas seções. Neste momento, a tensão no enrolamento secundário também inverte a polaridade.

3.3.5 5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante t_4 , quando as tensões nos capacitores C_{S2} e C_{S3} atingem $nV_0/2$, o diodo D_0 é polarizado diretamente e entra em condução, transferindo potência para a carga (capacitor C_0).

A Fig. 3.8 apresenta a quinta etapa de funcionamento.

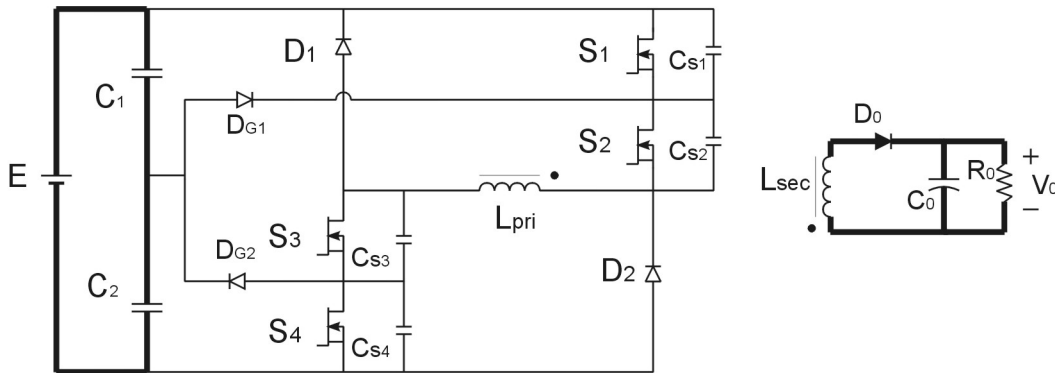


Fig. 3.8 - Quinta etapa de funcionamento.

A tensão no lado primário do transformador inverte e passa a ser igual à tensão do enrolamento secundário refletida.

$$V_{L_{pri}} = -\frac{V_0}{n} \quad (3.17)$$

A energia armazenada no indutor L_{pri} é agora transferida através de L_{sec} , e decresce linearmente, fornecendo potência à carga.

A expressão da corrente nesta etapa é representada em (3.18), onde considerou-se $i_{L_{sec}}(t_4)$ como sendo a corrente inicial desta etapa, e que corresponde a $i_{L_{pri}}(t_4)$ refletida ao lado secundário.

$$i_{L_{sec}}(t) = -V_o t + i_{L_{sec}}(t_4) \tag{3.18}$$

3.3.6 6ª Etapa (t_5, t_6)

Após toda a energia armazenada no campo magnético ser transferida à carga, a corrente no enrolamento secundário irá a zero. Elementos parasitas, como indutâncias elementares do circuito e capacitâncias intrínsecas dos interruptores, farão com que uma ressonância seja estabelecida no lado primário. Desta forma, a tensão sobre os interruptores tende a ficar oscilando. Na prática, essas ondulações não devem ser preocupantes, pois possuem pouca energia associada. A Fig. 3.9 mostra esta etapa.

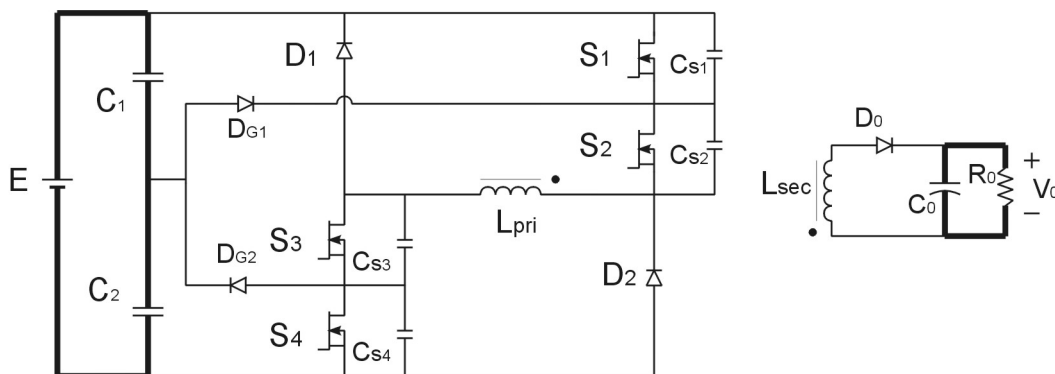


Fig. 3.9 – Sexta etapa de funcionamento.

3.3.7 Principais formas de onda

As principais formas de onda das etapas apresentadas são mostradas na Fig. 3.10. No primeiro gráfico são mostrados os sinais de comando dos quatro interruptores.

Em seguida, é mostrada a corrente e a tensão no enrolamento primário. Também verifica-se as correntes e tensões nos interruptores, primeiramente os interruptores externos, e em seguida os internos.

A corrente nos diodos de grampeamento D_{G1} e D_{G2} é mostrada em seguida. As correntes nos diodos D_1 e D_2 foram suprimidas pelo fato de que esses diodos atuariam somente na proteção da sobretensão, ou na recuperação das indutâncias de dispersão e parasitas do transformador.

As duas últimas curvas representam a tensão e a corrente no enrolamento secundário. A corrente no enrolamento secundário é a mesma corrente no diodo de saída.

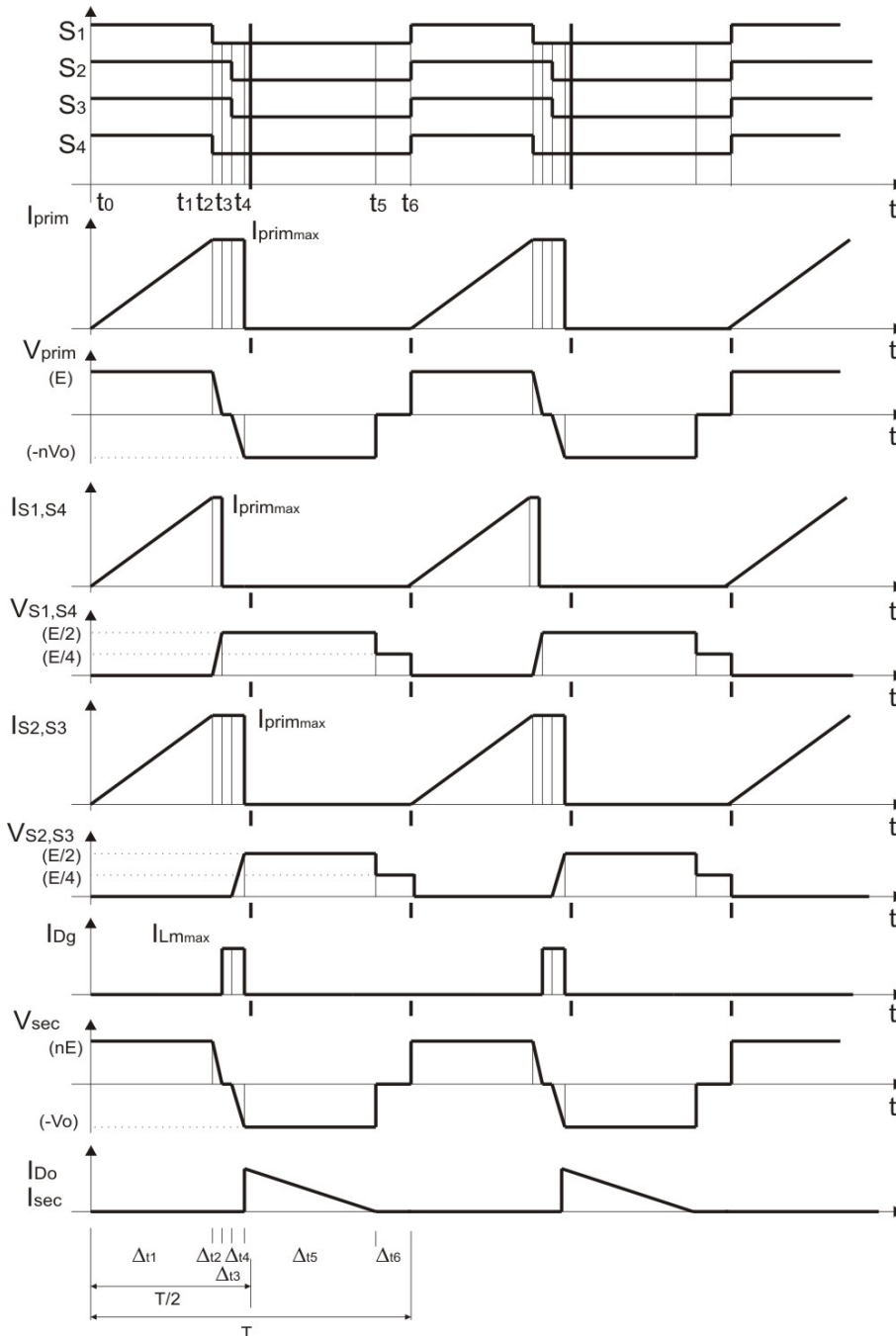


Fig. 3.10 - Principais formas de onda.

3.4 Análise matemática

A análise matemática é baseada nas formas de onda apresentadas. Simplificações são empregadas dentro do bom senso, levando-se em conta de que não

há necessidade em se modelar todos os elementos parasitas. Somente as capacitâncias dos MOSFETs são levadas em conta para a garantia do bom entendimento do funcionamento do conversor.

O cálculo da tensão média na carga foi feito considerando-se que o conversor opera em condução descontínua, como no *flyback* clássico. Novamente, algumas etapas foram desprezadas no cálculo das correntes médias e eficazes, sem grandes perdas para o projeto do conversor.

3.4.1 Tensão média na carga

O valor médio de tensão na carga é calculado utilizando o princípio da igualdade de potência transferida. Para este cálculo considera-se que a potência de saída é igual à potência de entrada.

$$P_{entrada} = P_{saida} \quad (3.19)$$

A potência de entrada é igual à tensão média multiplicada pela corrente média no enrolamento primário do transformador.

$$P_{entrada} = EI_{prim_{md}} \quad (3.20)$$

A corrente média no enrolamento primário, desprezando-se a segunda, terceira e quarta etapa, consideradas muito rápidas e de contribuição desprezível para o cálculo final, pode ser dada por:

$$I_{prim_{md}} = \frac{I_{prim_{pico}} \Delta t_1}{2T} \quad (3.21)$$

A corrente de pico no enrolamento primário é dada por:

$$I_{prim_{pico}} = \frac{E}{L_{prim}} \Delta t_1 = \frac{E}{L_{prim}} DT \quad (3.22)$$

Aqui define-se o primeiro intervalo de tempo Δt_1 como o intervalo onde todos os interruptores estão comandados a conduzir. Define-se este tempo como t_c , tempo de condução. A razão cíclica é descrita como:

$$D = \frac{t_c}{T} = \frac{\Delta t_1}{T} = \Delta t_1 f_s \quad (3.23)$$

Seja a potência de saída representada pela expressão (3.24).

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.24)$$

Substituindo-se (3.22) em (3.21), e daí em (3.20), e escrevendo-se novamente a equação (3.19), já com o resultado de (3.24), tem-se:

$$\frac{E^2 \Delta t_1^2}{2L_{prim} T} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.25)$$

Substituindo (3.23) e reescrevendo de forma adequada, trocando o período pela frequência de comutação, tem-se a tensão média na carga dada por:

$$V_o = ED \sqrt{\frac{R_o}{2L_{prim} f_s}} \quad (3.26)$$

A equação (3.26) define o ganho estático do conversor duplo-*flyback* no modo de condução descontínua. No entanto, para múltiplas saídas, é mais interessante escrevê-la em função da potência de saída para que seja usada na definição da indutância necessária.

$$L_{prim} = \frac{E^2 D^2}{2f_s P_o} \quad (3.27)$$

Observa-se que esta equação é independente da relação de transformação. Para a definição da relação de transformação utiliza-se a expressão deduzida a partir da condição crítica do modo de condução [10].

$$V_o = nE \frac{D}{1-D} \quad (3.28)$$

3.4.2 Ganho estático

O Ganho estático, aqui definido como a função de transferência entre a tensão de saída e a tensão de entrada, pode ser escrito da seguinte forma:

$$G = \frac{V_o}{E} = D \sqrt{\frac{R_o}{2L_{prim} f_s}} \quad (3.29)$$

3.4.3 Ondulação da tensão na carga

Para o cálculo da ondulação de tensão de saída é admitida a simplificação de que o capacitor de saída se comporta como uma fonte constante. Dessa forma,

durante o período em que há acumulação de energia no indutor, o capacitor se comportará como uma fonte de tensão fornecendo corrente constante à carga. Seja a corrente em um capacitor dada pela equação (3.30).

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} \quad (3.30)$$

De acordo com a simplificação adotada, a corrente fornecida pelo capacitor é a corrente de saída I_o , considerada constante. O tempo em que o capacitor deverá fornecer esta corrente é o tempo de acumulação de energia Δt_1 , como adotado anteriormente. Seja ΔV_{C_o} a ondulação da tensão no capacitor de saída. Pode-se reescrever a equação (3.30) da seguinte maneira:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta t_1 I_o}{C_o} \quad (3.31)$$

Substituindo (3.23) pode-se determinar o valor da capacitância necessária, a partir do valor da ondulação da tensão de saída. Tem-se então:

$$C_o = \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o} \quad (3.32)$$

Pode-se substituir o valor de D_{max} como sendo 0,5 para se obter o valor máximo da capacitância necessária de saída.

O critério da resistência série equivalente também é válido nesse caso, e a equação é repetida aqui por comodidade:

$$RSE_{eq} \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \quad (3.33)$$

3.4.4 Tensão máxima nos interruptores

A análise das etapas de operação permite identificar a tensão máxima sobre os interruptores como sendo a metade do valor da tensão de entrada.

$$V_{S1_{max}} = V_{S2_{max}} = V_{S3_{max}} = V_{S4_{max}} = \frac{E}{2} \quad (3.34)$$

3.4.5 Corrente de pico nos interruptores

A corrente de pico nos interruptores é igual à corrente de pico no enrolamento primário do transformador. A energia armazenada no campo magnético

do transformador é proporcional a essa corrente, uma vez que o conversor opera em condução descontínua.

Para o cálculo dessa corrente, toma-se a equação que define a tensão sobre um indutor:

$$v_{L_{prim}}(t) = L_{prim} \frac{dI_{L_{prim}}(t)}{dt} \quad (3.35)$$

Tomando-se o tempo relativo à primeira etapa, e levando-se em conta que a corrente sempre começa em zero, pode-se escrever a equação acima como:

$$I_{L_{prim\,pico}} = \frac{E}{L_{prim}} \Delta t_1 \quad (3.36)$$

Reescrevendo em função da frequência e da razão cíclica, tem-se a corrente de pico do enrolamento primário, que é igual à corrente de pico dos interruptores.

$$I_{L_{prim\,pico}} = I_{S_{max}} = \frac{ED}{fL_{prim}} \quad (3.37)$$

3.4.6 Corrente média nos interruptores

Da mesma forma que o cálculo da corrente de pico, faz-se a corrente média nos interruptores como sendo a média da corrente no enrolamento primário durante a primeira etapa. A corrente no indutor primário evolui da seguinte maneira:

$$i_{L_{prim}}(t) = \frac{E}{L_{prim}} t \quad (3.38)$$

A corrente média é obtida integrando-se a função da corrente no intervalo de tempo de condução dos interruptores, considerado para simplificação aqui como sendo Δt_1 .

$$I_{L_{prim\,med}} = I_{S_{med}} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} \frac{E}{L_{prim}} t dt \quad (3.39)$$

O resultado da integração dada em (3.39) é:

$$I_{S_{med}} = \frac{E}{2L_{prim}f_S} D^2 \quad (3.40)$$

3.4.7 Corrente eficaz nos interruptores

O valor de corrente eficaz nos interruptores é calculado pela seguinte relação:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_c} i_{L_{prim}}^2(t) dt} \quad (3.41)$$

Substituindo (3.38) na equação acima, tem-se:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} \left(\frac{E}{L_{prim}} t \right)^2 dt} \quad (3.42)$$

Resolvendo-se a equação (3.42), chega-se em:

$$I_{S_{ef}} = \frac{E}{L_{prim} f_S} \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (3.43)$$

3.4.8 Corrente média no diodo de saída

A corrente no diodo de saída pode ser considerada como a corrente no indutor secundário no intervalo de tempo Δt_5 . Esta corrente pode ser calculada pela área sob a curva (Fig. 3.10), dividida pelo período.

$$I_{D_{omed}} = \frac{I_{L_{prim,pico}}}{n} \frac{\Delta t_5}{2T} \quad (3.44)$$

Nota-se que a corrente de pico está agora refletida ao lado secundário. Substituindo (3.37), tem-se:

$$I_{D_{omed}} = \frac{ED}{nf_S L_{prim}} \frac{\Delta t_5}{2T} \quad (3.45)$$

Uma vez que toda a energia armazenada na indutância do transformador deve ser devolvida, tem-se que a área positiva na curva da tensão sobre esta indutância deve ser igual à área negativa. Então, desprezando-se as etapas 2, 3 e 4, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\Delta t_5 = \frac{En}{V_o} \Delta t_1 \quad (3.46)$$

Substituindo-se (3.46) em (3.45), tem-se:

$$I_{D_{omed}} = \frac{ED}{nf_s L_{prim}} \frac{En\Delta t_1}{V_O 2T} \quad (3.47)$$

Reescrevendo, tem-se:

$$I_{D_{omed}} = \frac{E^2 D^2}{2f_s L_{prim} V_O} \quad (3.48)$$

3.4.9 Corrente eficaz no diodo de saída

A corrente eficaz no diodo é calculada pela equação (3.49).

$$I_{D_{of}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_4}^{t_5} i_{D_o}^2 dt} \quad (3.49)$$

A expressão (3.50) descreve a corrente no diodo de saída.

$$i_{D_o} = \frac{I_{L_{prim,pico}}}{n} - \frac{V_O}{L_{sec}} t = \frac{E}{nL_{prim}} \Delta t_1 - \frac{V_O}{n^2 L_{prim}} t \quad (3.50)$$

Substituindo-se (3.50) em (3.49), tem-se:

$$I_{D_{of}} = \sqrt{\frac{1}{L_{prim}^2 T} \int_{t_4}^{t_5} \left(\frac{E}{n} \Delta t_1 - \frac{V_O}{n^2} t \right)^2 dt} \quad (3.51)$$

$$I_{D_{of}} = \sqrt{\frac{1}{L_{prim}^2 T} \int_{t_4}^{t_5} \left[\left(\frac{E}{n} \Delta t_1 \right)^2 - 2 \frac{E}{n} \frac{V_O}{n^2} \Delta t_1 t + \left(\frac{V_O}{n^2} t \right)^2 \right] dt} \quad (3.52)$$

Seja o intervalo de tempo da quinta etapa Δt_5 definido como:

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (3.53)$$

Pode-se, portanto, resolver a equação (3.53).

$$I_{D_{of}} = \sqrt{\frac{1}{L_{prim}^2 T} \left[\left(\frac{E}{n} \Delta t_1 \right)^2 \Delta t_5 - 2 \frac{E}{n} \frac{V_O}{n^2} \Delta t_1 \frac{\Delta t_5^2}{2} + \left(\frac{V_O}{n^2} \right)^2 \frac{\Delta t_5^3}{3} \right]} \quad (3.54)$$

3.4.10 Análise da restrição de projeto: ganho máximo do conversor

Como já foi citado, o conversor *flyback* é projetado aqui para operação em condução descontínua. Em baixas potências este modo de operação é mais usado por

questões de estabilidade, bem como devido à diminuição do transformador isolador e ao mesmo tempo armazenador de energia.

A indutância necessária para que haja a transferência de potência adequada no conversor pode ser calculada pela expressão (3.26). Isolando-se L_{prim} nesta expressão, tem-se:

$$L_{prim} = \left(\frac{ED}{V_o} \right)^2 \frac{R_o}{2f_s} \quad (3.55)$$

Com o valor adequado de D , bem como com os valores dos dados de projeto para as outras variáveis, tem-se o valor de L_{prim} .

Porém, uma vez que o elemento armazenador possui também a característica de isolador, um novo ganho pode ser introduzido na transferência da potência, que é a relação de espiras do transformador.

A relação de transformação que servirá como parâmetro inicial é tirada do ganho do conversor para o limite entre condução contínua e descontínua. No limite, a relação de tensão de saída pela entrada é dada por:

$$\frac{V_o}{nE} = D \frac{1}{1-D} \quad (3.56)$$

Se for adotado um $D=0,5$, obtém-se a expressão (3.57).

$$n = \frac{V_o}{E} \quad (3.57)$$

Pode-se escrever os tempos da segunda, quarta e quinta etapas em função da razão cíclica adotada e da relação de transformação. As equações a seguir apresentam estes resultados.

$$\Delta t_2 = \tan^{-1} \left(\frac{E}{I_{L_{prim}f_1} \sqrt{L_{prim}}} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{prim}}} \right) \frac{1}{\omega_o} \quad (3.58)$$

$$\Delta t_4 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_o}{n I_{L_{prim}f_2} \sqrt{L_{prim}}} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{prim}}} \right) \frac{1}{\omega_o} \quad (3.59)$$

$$\Delta t_5 = L_{prim} \frac{n}{V_o} I_{L_{prim}f_4} \quad (3.60)$$

As variáveis indicadas por C_{eq} e ω_0 representam, respectivamente, a capacitância equivalente de dois semicondutores em série e a frequência natural de oscilação formada pela indutância do enrolamento primário e esta capacitância.

Os valores indicados por $I_{L_{primf1}}$, $I_{L_{primf2}}$ e $I_{L_{primf4}}$ são as correntes atingidas no indutor L_{prim} no final da primeira, segunda e quarta etapas de funcionamento. Estas correntes são expressas pelas equações a seguir.

$$I_{L_{primf1}} = DT \frac{E}{L_{prim}} \quad (3.61)$$

$$I_{L_{primf2}} = E \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{prim}}} \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) + I_{L_{primf1}} \cos(\omega_0 \Delta t_2) \quad (3.62)$$

$$I_{L_{primf4}} = I_{L_{primf2}} \cos(\omega_0 \Delta t_4) \quad (3.63)$$

Na prática, os valores dos tempos dados em (3.58) e (3.59) são muito pequenos, e podem ser desconsiderados. Desta maneira, não haveria problemas com relação aos tempos de carga dos capacitores intrínsecos nas etapas intermediárias.

Há, no entanto, uma limitação para a relação de ganhos neste conversor. Esta limitação corresponde ao fato de que, quando os interruptores são bloqueados, a energia armazenada deve ser transferida ao lado secundário. Se a relação de transformação for muito pequena a ponto de que a tensão secundária refletida V_0/n seja maior do que a tensão de entrada E , a energia armazenada é devolvida à fonte, colocando em condução os diodos D_1 e D_2 , e o diodo D_0 não entra em condução (Fig. 3.11).

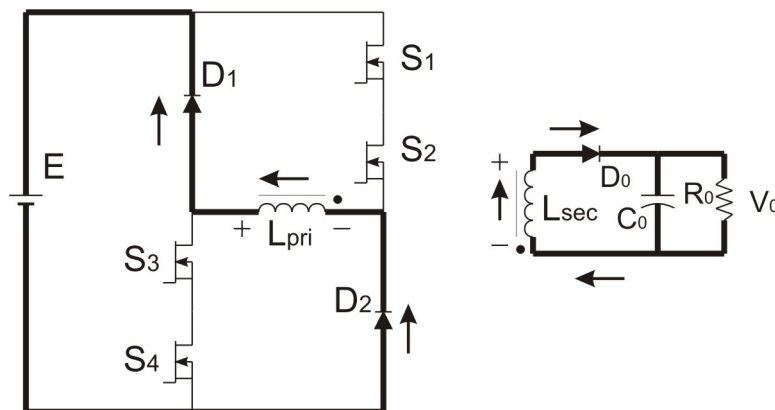


Fig. 3.11 – Situação onde a tensão do enrolamento secundário refletida é maior do que a tensão de entrada, a energia armazenada retorna para a fonte de entrada E .

Para que se possa verificar esta limitação, é construído um gráfico com a característica de saída do conversor *buck-boost*, e, em seguida, tiradas as conclusões em relação a este conversor. Essas deduções são baseadas no roteiro apresentado em [39].

Primeiramente verifica-se o ganho do conversor *buck-boost* em condução contínua. Da Fig. 3.12, é fácil observar que o ganho neste modo de operação é dado fazendo a tensão média no indutor, em um período de chaveamento, igual a zero.

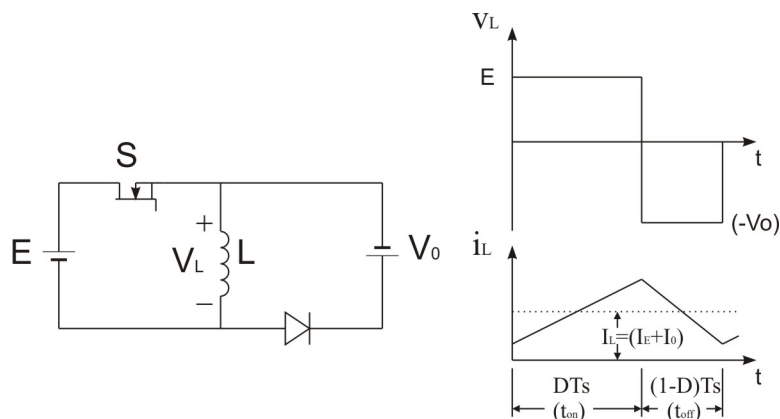


Fig. 3.12 - Conversor *buck-boost* em condução contínua.

Dessa forma, tem-se que:

$$EDT_s + (-V_0)(1-D)T_s = 0 \tag{3.64}$$

Dessa equação, chega-se ao ganho do conversor *buck-boost* no modo de condução contínua.

$$\frac{V_0}{E} = \frac{D}{1-D} \tag{3.65}$$

Assumindo que toda a potência de entrada é igual à potência de saída, pode-se escrever a relação das correntes médias.

$$\frac{I_0}{I_E} = \frac{1-D}{D} \tag{3.66}$$

Pode-se reescrever a equação (3.65) em função da razão cíclica *D*.

$$D = \frac{\frac{V_0}{E}}{\frac{V_0}{E} + 1} \tag{3.67}$$

A corrente no indutor, no modo de condução crítica, é mostrada na Fig. 3.13. Deste modo de condução, é possível escrever a corrente média no indutor conforme a equação (3.68).

$$\begin{aligned} I_{L_{crit}} &= \frac{1}{2} \dot{i}_{L_{pico}} \\ &= \frac{T_s E}{2L} D \end{aligned} \quad (3.68)$$

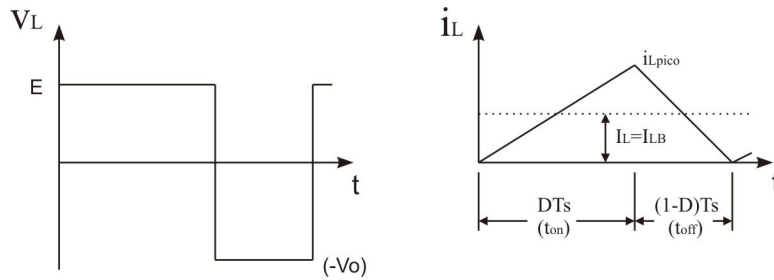


Fig. 3.13 – Tensão e corrente no indutor: conversor buck-boost no modo de condução crítica.

Da Fig. 3.12, pode-se escrever que a corrente média no indutor é a soma da corrente média de entrada com a corrente média de saída.

$$I_0 = I_L - I_E \quad (3.69)$$

Substituindo (3.65) em (3.68), e reescrevendo em função de V_0 , tem-se:

$$I_{L_{crit}} = \frac{T_s E}{2L} (1 - D) \quad (3.70)$$

Pode-se reescrever a equação (3.69) utilizando-se (3.66) e (3.70). Tem-se então o valor da corrente média de saída para o modo de condução crítica.

$$I_{0_{crit}} = \frac{T_s V_0}{2L} (1 - D)^2 \quad (3.71)$$

Para $D \rightarrow 0$, tem-se o valor máximo da corrente média de saída dada em (3.71).

$$I_{0_{crit,max}} = \frac{T_s V_0}{2L} \quad (3.72)$$

Para o modo de condução descontínua, a corrente e a tensão no indutor ficam como mostrado na Fig. 3.14. Deste gráfico, é possível escrever a relação entre a tensão média de entrada e a tensão média de saída pelas equações (3.73) e (3.74), onde $\Delta_1 T_s$ é o tempo no qual a energia armazenada no indutor é entregue à carga.

$$EDT_s + (-V_0)\Delta_1T_s = 0 \quad (3.73)$$

$$\frac{V_0}{E} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (3.74)$$

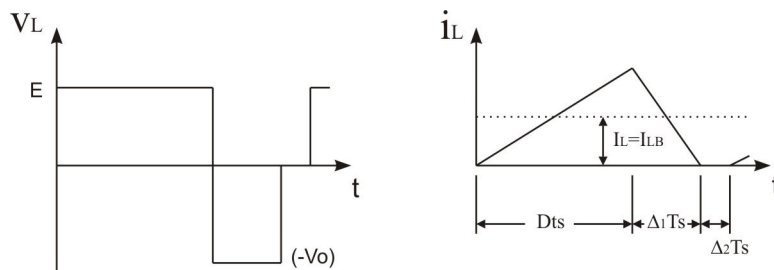


Fig. 3.14 – Tensão e corrente no indutor do conversor buck-boost para o modo de condução descontínua.

Do balanço de potência, a relação de correntes também pode ser escrita:

$$\frac{I_0}{I_E} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (3.75)$$

Ainda, da Fig. 3.14, pode-se escrever a equação para a corrente média no indutor neste modo de operação.

$$I_L = \frac{E}{2L}DT_s(D + \Delta_1) \quad (3.76)$$

Uma vez que (3.69) ainda é válida, pode-se substituí-la em (3.76). Esta equação pode ser reescrita em função de Δ_1 .

$$\Delta_1 = \frac{1}{E} \frac{2L}{DT_s} (I_E + I_0) - D \quad (3.77)$$

Escrevendo E em função de V_0 através de (3.74), e I_E em função de I_0 através de (3.75), tem-se:

$$\Delta_1 = \frac{D}{\Delta_1 V_0} \frac{2L}{DT_s} \left(\frac{DI_0}{\Delta_1} + I_0 \right) - D \quad (3.78)$$

Agora, pode-se substituir (3.72) para obter-se (3.79), e, com as devidas simplificações, chega-se a (3.80).

$$\Delta_1 + D = \frac{1}{\Delta_1} \frac{I_0}{I_{0,crit,max}} \left(\frac{D}{\Delta_1} + 1 \right) \quad (3.79)$$

$$\Delta_1 = \sqrt{\frac{I_0}{I_{0,crit,max}}} \quad (3.80)$$

Substituído (3.80) novamente em (3.74) pode escrever a razão cíclica D em função da corrente de saída parametrizada em função de $I_{0,crit,max}$ para vários valores do ganho (tensão de saída pela tensão de entrada).

$$D = \frac{V_0}{E} \sqrt{\frac{I_0}{I_{0,crit,max}}} \quad (3.81)$$

Dessa forma, através de (3.67) e (3.81) é possível desenhar o gráfico da Fig. 3.15, onde tem-se a característica de saída do conversor *buck-boost*.

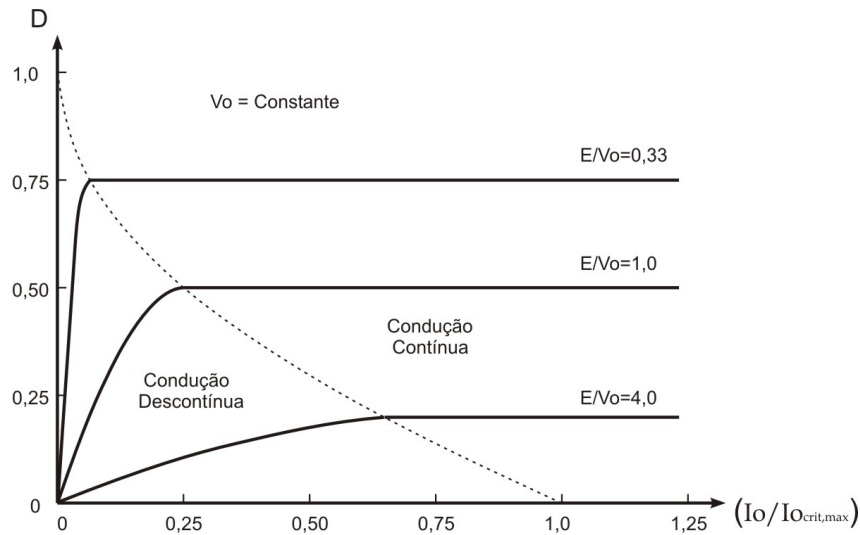


Fig. 3.15 – Característica de saída para o conversor *buck-boost*.

Nota-se que para o caso do *flyback*, ou mesmo o duplo-*flyback* tratado aqui, a característica de saída é a mesma. Porém, agora, esta característica de saída tem um ganho a mais, que é a relação de transformação n .

Portanto, chega-se a limitação do conversor, dada pela forma como estão os colocados os diodos D_1 e D_2 mostrados na Fig. 3.11. Para que esses diodos não entrem em condução, é necessário que o conversor opere sempre no modo abaixador. Ainda, na Fig. 3.16 redesenhada, que mostra o ganho n introduzido na característica de saída, pode-se verificar a região proibida de operação.

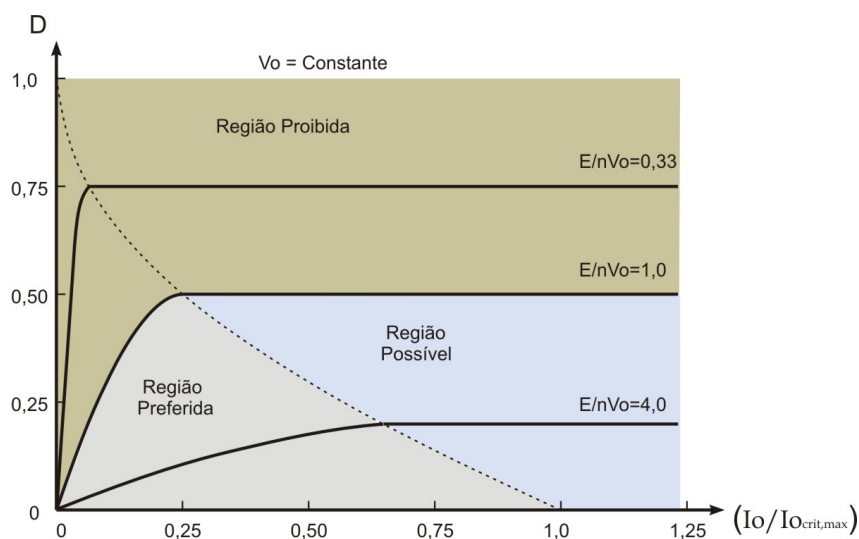


Fig. 3.16 – Característica de saída do conversor duplo-flyback: zonas de operação proibidas.

3.5 Projeto e simulação

A seguir, são apresentadas as especificações do projeto para simulação e implementação. O projeto implementado visa uma comprovação, via simulação, das etapas de operação e do princípio de funcionamento do conversor.

3.5.1 Especificações

As especificações do projeto são mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações do projeto implementado.

Tensão de entrada nominal	$E = 1200V_{CC}$	
Tensão de entrada mínima	$E_{min} = 250V_{CC}$	
Frequência de comutação	$f = 70kHz$	
Tensões e correntes de saída	$V_{O1} = 5V_{CC}$	$I_{O1} = 1A$
	$V_{O2} = 15V_{CC}$	$I_{O2} = 1,5A$
	$V_{O3} = -15V_{CC}$	$I_{O3} = 0,7A$
	$V_{O4} = 15V_{CC}$	$I_{O4} = 1A$
	$V_{O5} = 15V_{CC}$	$I_{O5} = 1A$
	$V_{O6} = 15V_{CC}$	$I_{O6} = 1A$
	$V_{O7} = 24V_{CC}$	$I_{O7} = 0,3A$

	$V_{O8} = 15V_{CC}$	$I_{O8} = 50mA$
Potência total de saída	$P_O = 90,95W$	
Rendimento esperado	$\eta \cong 80\%$	
Ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_O = 5\%$	

3.5.2 Resultados obtidos na simulação

Para a simulação foi utilizado o programa PSpice 9.0, da *Orcad Inc.* O circuito do lado primário do transformador já foi dividido em dois enrolamentos. Uma resistência série foi acrescentada a cada enrolamento primário, para evitar problemas na simulação.

A seguir, são mostradas as principais formas de onda identificando as correntes e tensões nos principais elementos de potência. Essas simulações foram feitas buscando um entendimento claro das etapas de funcionamento mostradas neste trabalho e utilizadas nos equacionamentos.

A Fig. 3.17 mostra no gráfico superior a tensão aplicada sobre o gatilho dos interruptores.

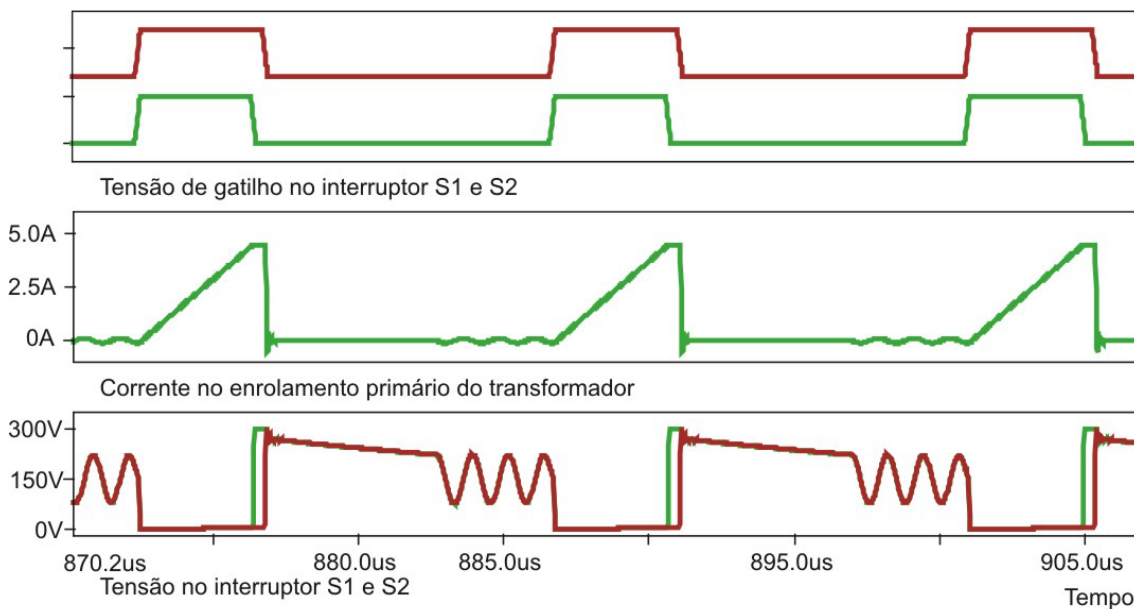


Fig. 3.17 – Resultados de simulação: tensão de gatilho nos interruptores, corrente no enrolamento primário e tensão dreno-source sobre os interruptores.

Nota-se o atraso na tensão que irá bloquear os interruptores internos. A forma de onda que não possui atraso é o sinal de *gate* aplicado nos interruptores

externos. Foram mostrados apenas os sinais em $S1$ e $S2$. Porém, como já foi comentado, a simetria do conversor implica que sinal de $S1$ é o mesmo de $S4$, bem como de $S2$ é o mesmo de $S3$.

A corrente no enrolamento primário é mostrada no segundo gráfico da Fig. 3.17. Nota-se neste gráfico a corrente crescendo durante a acumulação de energia no campo magnético do transformador.

O terceiro gráfico da Fig. 3.17 mostra a tensão também sobre os interruptores $S1$ (representando $S1$ e $S4$) e $S2$ (representando $S2$ e $S3$). A tensão maior é bloqueada na tensão de entrada dividida por dois, no caso, 600V. Esta tensão é a tensão sobre os interruptores externos. Os interruptores internos ficarão submetidos à tensão de saída refletida ao lado primário. Porém, o modelo ideal do interruptor utilizado na simulação leva a uma equalização da tensão quando todos os interruptores estão bloqueados. Aqui, é necessário certificar-se de que a tensão sobre os interruptores internos (que é a tensão refletida do enrolamento secundário), não ultrapasse o valor da metade tensão de entrada, pois isto poderia levar o conversor a não transferir energia para a fonte de saída.

A Fig. 3.18 mostra no gráfico superior a corrente no diodo de recuperação.

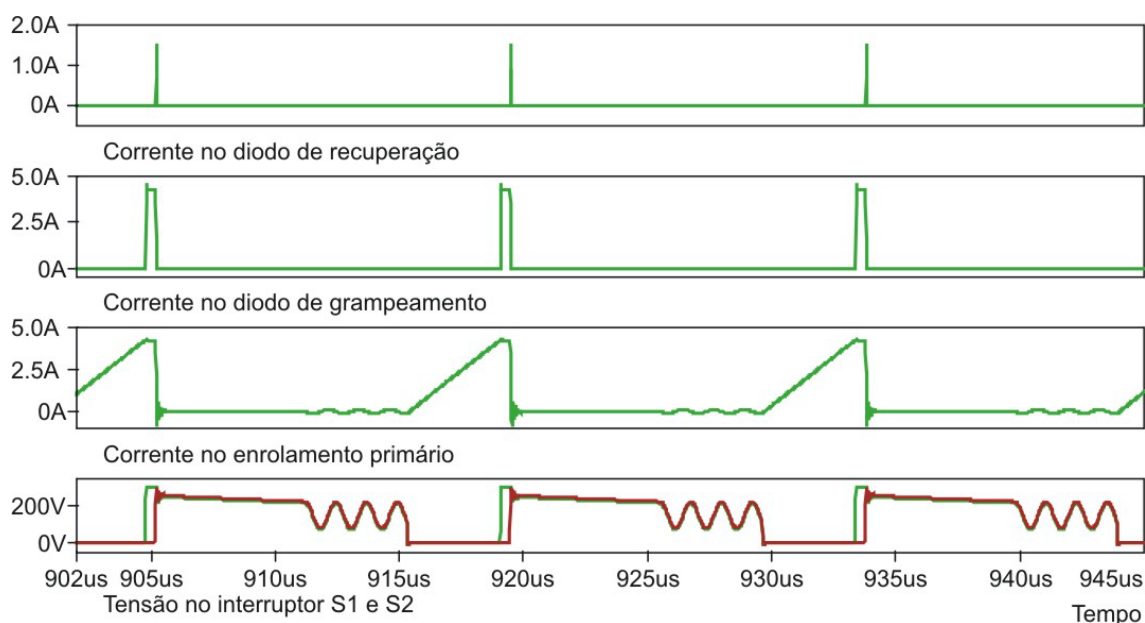


Fig. 3.18 – Resultados de simulação: corrente no diodo de recuperação, corrente no diodo de grameamento, corrente no enrolamento primário e tensão dreno-source nos interruptores.

Esta recuperação só ocorrerá para dar caminho à corrente existente na indutância de dispersão do enrolamento primário. A natureza do conversor não

permite que a tensão do enrolamento primário coloque em condução estes diodos, pois caso contrário não haveria transferência de energia à carga.

No segundo gráfico da Fig. 3.18 é mostrada a corrente no diodo de grampeamento do interruptor *S1*. Nota-se a sua entrada em condução no instante em que há a roda livre, no tempo morto entre o bloqueio dos interruptores externos e os internos.

Esses gráficos foram colocados junto com as tensões sobre os interruptores *S1* e *S2* e com a corrente no enrolamento primário, com o objetivo de identificar as etapas de operação.

A Fig. 3.19 identifica as etapas de operação do conversor. Nela são mostradas a tensão no enrolamento primário, a corrente no enrolamento primário, a corrente no enrolamento secundário e a tensão sobre os interruptores *S1* e *S2*. Nesta figura a escala do tempo é ampliada e barras mostram os limites entre uma etapa e outra.

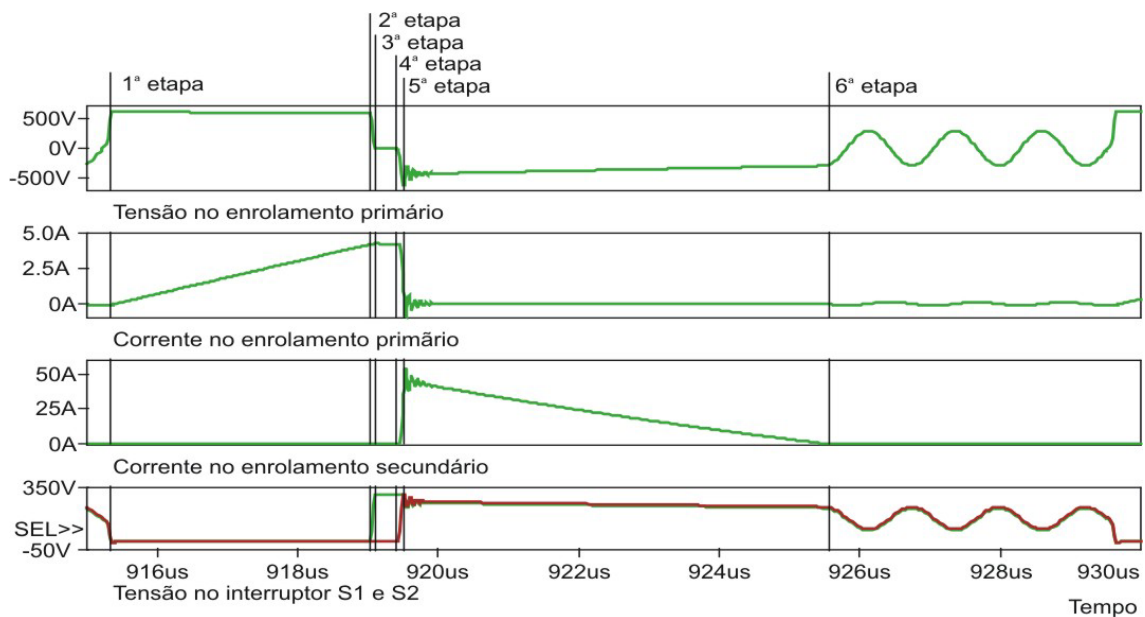


Fig. 3.19 – Resultados de simulação – identificação das etapas: tensão no enrolamento primário, tensão nos drenos-source nos interruptores, corrente no enrolamento primário.

A Fig. 3.20 identifica a corrente no diodo série com o enrolamento secundário na saída (terceiro gráfico). A tensão nesta saída também é mostrada no gráfico inferior. Para melhor identificação das etapas, estas formas de onda são

acompanhadas da tensão no enrolamento primário (primeiro gráfico) e tensão no enrolamento secundário (segundo gráfico).

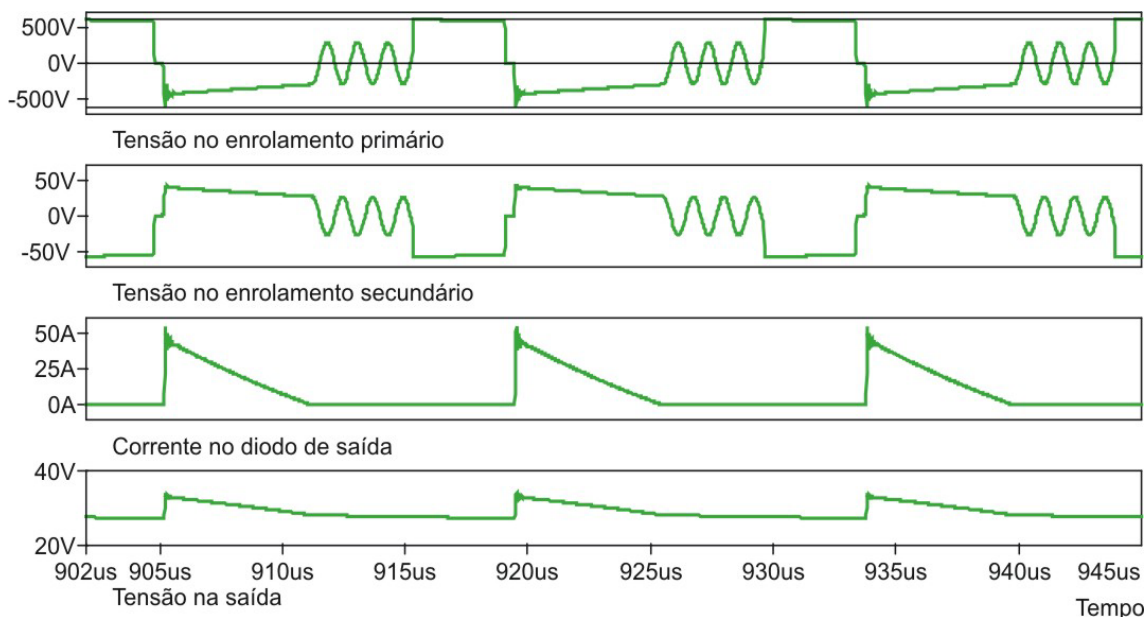


Fig. 3.20 – Resultados de simulação: tensão no enrolamento primário, corrente no diodo série com o enrolamento secundário, corrente no diodo retificador.

3.6 Resultados Experimentais

Para a obtenção dos resultados, dimensionou-se os componentes com base nas equações apresentadas neste capítulo.

3.6.1 Valores dos componentes de potência utilizados

Os principais componentes de potência são listados na Tabela 3.2. Por razões de diminuição da ondulação da tensão de saída, utilizou-se o critério da resistência série equivalente para a escolha dos capacitores e padronizou-se todas as saídas.

Tabela 3.2 – Listagem dos principais componentes de potência escolhidos.

Componente	Código	Características	Fabricante
Interruptores	IRFBE30	$V_{DSS} = 800V$ $R_{DS(on)} = 3,0\Omega$ $I_D = 4,1A$	Internacional Rectfiers
Diodos do lado primário	MUR1100E	$V_{RRM} = 1000V$ $I_{F(AV)} = 1A.$	Motorola

Indutância magnetizante		$L_m = 240\mu\text{H}$	
Capacitores de saída		$100\mu\text{F}$	
Diodos de saída	MUR420	$V_{RRM} = 200\text{V}$ $I_{F(AV)} = 4\text{A}$	Motorola

3.6.2 Apresentação dos resultados

Os resultados experimentais foram tirados do protótipo apresentado, segundo o projeto especificado. As figuras a serem apresentadas nessa seção foram capturadas em um osciloscópio digital e têm a intenção de apresentar as principais formas de onda da mesma forma que dar credibilidade ao trabalho desenvolvido.

A Fig. 3.21 e Fig. 3.22 mostram as tensões sobre os interruptores quando a tensão de entrada é a tensão mínima especificada no projeto.

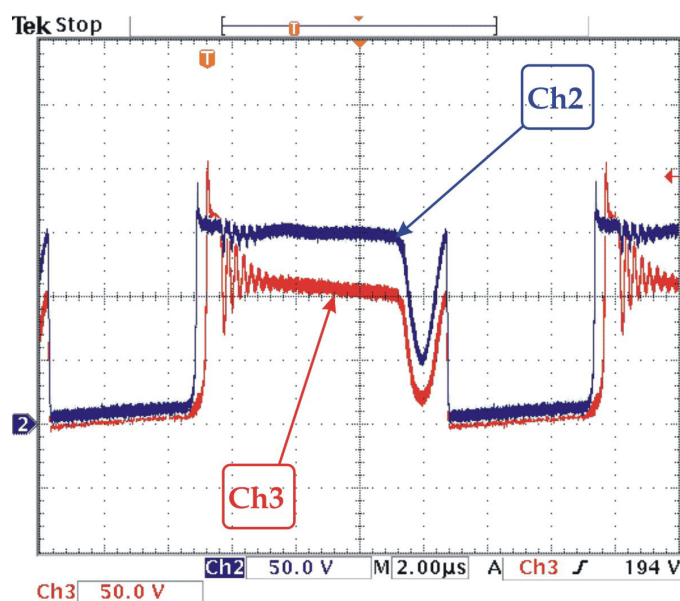


Fig. 3.21 – Tensão sobre os interruptores S_1 (Ch2: 50V/div) e S_2 (Ch3: 50V/div) para tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2μs/div.

Nota-se que as tensões nos interruptores externos são bloqueadas em $V_{in}/4$. Porém, nos interruptores internos a tensão bloqueada é a tensão de saída refletida. Esta tensão de bloqueio dos interruptores internos é sempre a mesma, independente da tensão de entrada.

A tensão máxima de bloqueio dos interruptores é garantida e mostrada em $V_{in}/2$. As tensões ficam todas bloqueadas e equilibradas na metade da tensão de

entrada, acrescentadas de uma pequena sobretensão. A sobretensão será comentada, posteriormente, com um detalhamento das formas de onda.

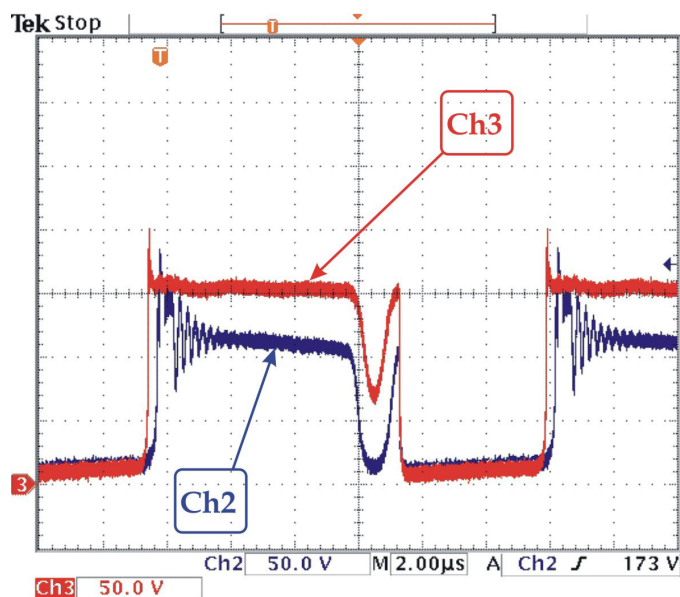


Fig. 3.22 – Tensão sobre os interruptores S_3 (Ch2: 50V/div) e S_4 (Ch3: 50V/div) para tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2μs/div.

Uma vez comprovado o funcionamento em 300Vcc, elevou-se a tensão de entrada até o limite especificado pelo projeto: 1200Vcc. A Fig. 3.23 mostra a tensão aplicada no enrolamento primário do transformador.

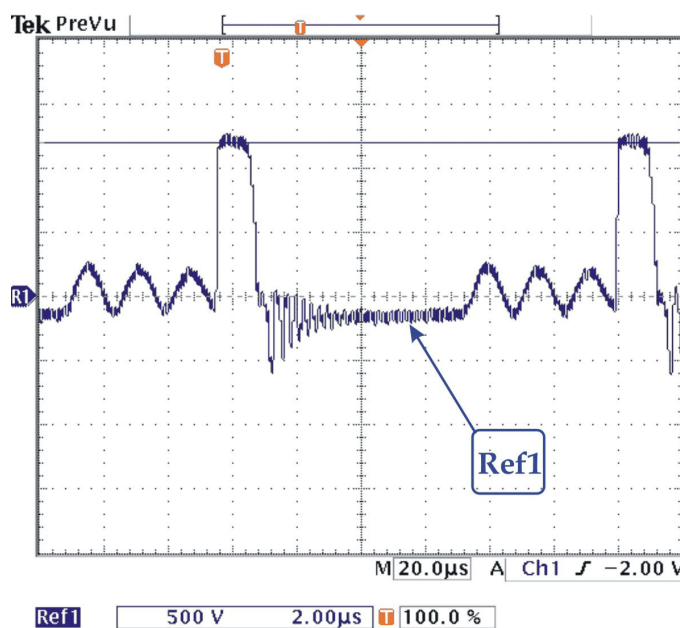


Fig. 3.23 – Tensão no lado primário do transformador (Ref1: 500V/div) para tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2μs/div.

A Fig. 3.24 mostra a tensão *dreno-source* sobre o interruptor S_1 e S_2 .

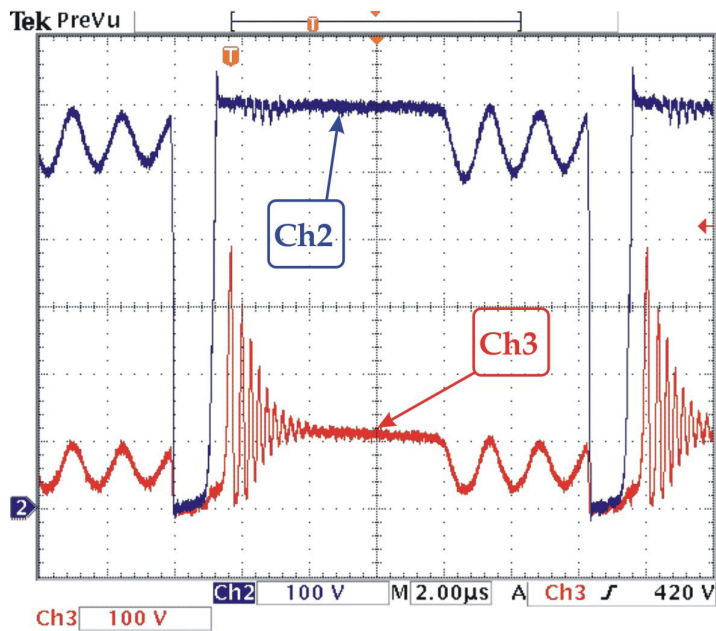


Fig. 3.24 – Tensão sobre os interruptores S_1 (Ch2: 100V/div) e S_2 (Ch3: 100V/div) para tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

A Fig. 3.25 mostra essa mesma tensão para os interruptores S_3 e S_4 . Nota-se nessas figuras, além do retardo no bloqueio entre os interruptores externos (S_1 e S_4) e internos (S_2 e S_3), a diferença das tensões de bloqueio já comentada.

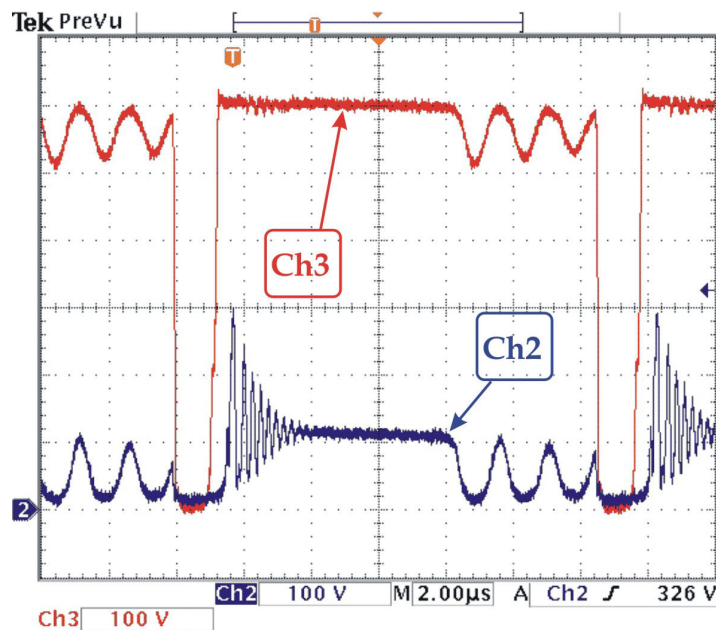


Fig. 3.25 – Tensão sobre os interruptores S_3 (Ch2: 100V/div) e S_4 (Ch3: 100V/div) para tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

O mesmo problema de sobretensão, encontrado no caso desta topologia funcionando no modo *forward*, é visto aqui. A Fig. 3.26 mostram um zoom das tensões de bloqueio sobre os interruptores.

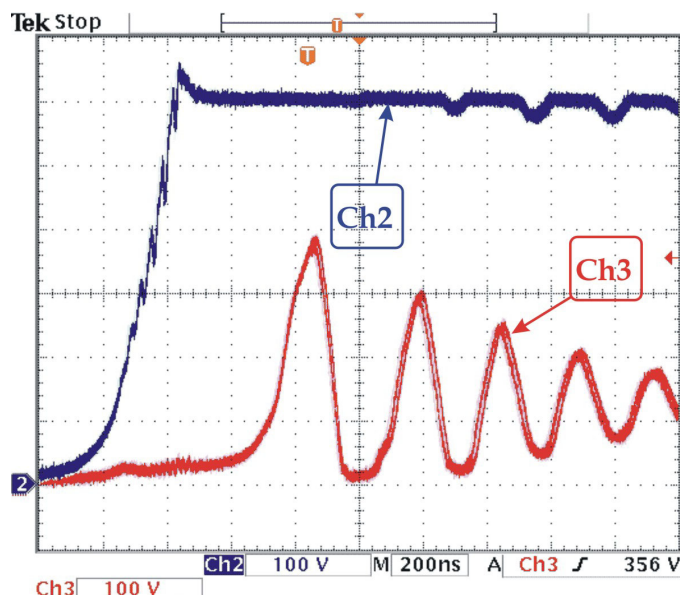


Fig. 3.26 – Detalhe da subida da tensão nos interruptores S_1 (Ch2: 100V/div) e S_2 (Ch3: 100V/div). Escala de tempo: 200ns/div.

Uma das saídas projetadas do conversor foi especificada para realimentação e controle. Esta saída é mostrada na Fig. 3.27 e Fig. 3.28, tanto o seu valor regulado, como a tensão de saída retificada que alimenta o filtro de saída.

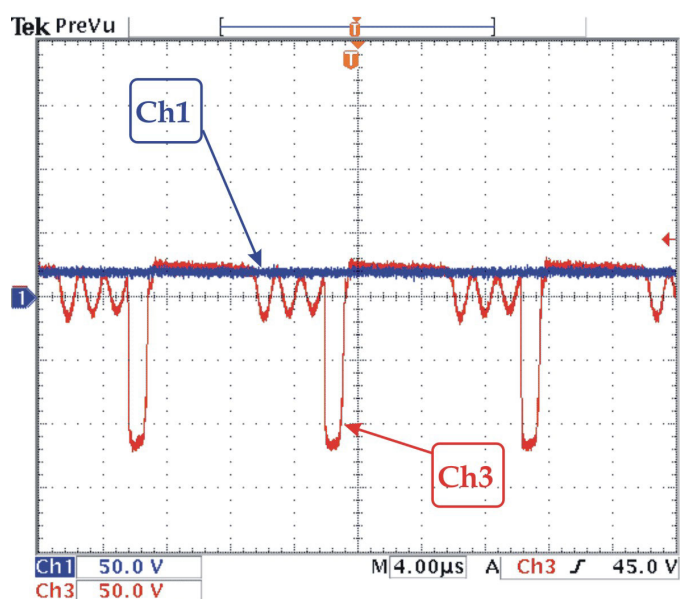


Fig. 3.27 – Tensão na saída usada para auto-alimentação do circuito de comando e retro-alimentação (Ch2: 50V/div) e tensão no enrolamento secundário do transformador que alimenta esta saída (Ch1: 50V/div). Escala de tempo: 4µs/div.

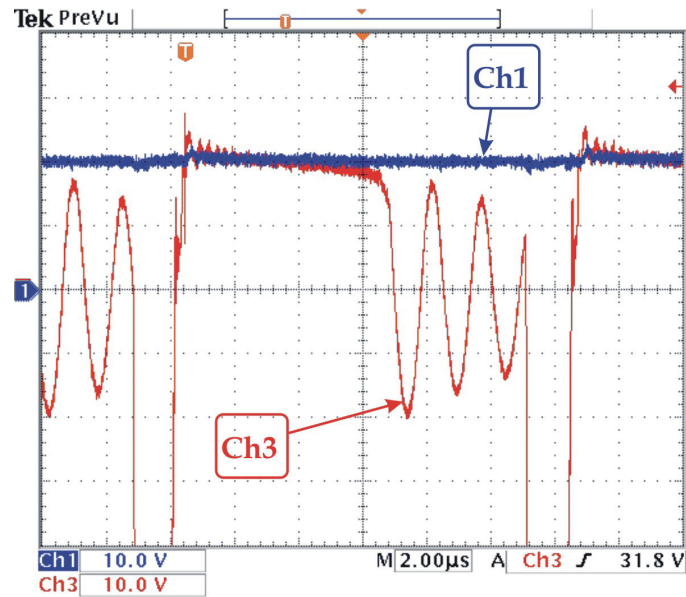


Fig. 3.28 – Tensão em uma das saída de 15V antes (Ch2: 10V/div) e depois (Ch1: 10V/div) do regulador linear. Escala de tempo: 2 μ s/div.

Para a malha de controle do conversor *duplo-flyback* utilizou-se o modelo de controle do conversor *buck-boost*, com as devidas adaptações para o caso isolado. Este é o mesmo método utilizado para o caso do *flyback* com um único interruptor. Como para a aplicação em questão não havia nenhum requisito de degrau de carga, este tipo de teste não foi feito. A variação da tensão de entrada é feita de forma suave, também sem degrau. A Tabela 3.3 mostra os valores da tensão da saída controlada para a variação da tensão de entrada especificada no projeto.

Tabela 3.3 – Variação da tensão na saída regulada em função da variação da tensão de entrada.

Tensão de entrada	Tensão na saída regulada
300V	19,31V
400V	19,30V
500V	19,30V
600V	19,30V
700V	19,30V
800V	19,29V
900V	19,30V
1000V	19,29V

1100V	19,30V
1200V	19,29V

3.7 Conclusão

O capítulo apresentado mostrou que é possível transferir energia, bloqueando a tensão máxima no interruptor, com a mesma estrutura mostrada no capítulo anterior, porém agora operando no modo *flyback*.

Este modo de transferência tem algumas particularidades. A primeira delas é o cuidado que deve ser tomado no projeto do transformador. Um transformador projetado com uma relação de espiras inadequada pode ficar processando apenas reativo e não transferir potência à carga. Isto pode acontecer quando, após o bloqueio das chaves, a tensão de saída refletida ao lado primário for maior do que a tensão de entrada V_{in} . Como há dois diodos que fornecem um caminho para a energia acumulada na dispersão, esses diodos podem conduzir a energia que deveria ser transferida à carga, caso o projeto do transformador esteja inadequado. A retirada desses diodos de recuperação poderia ser analisada, porém sobre-tensões destrutivas podem aparecer nos interruptores.

A segunda particularidade é possuir um componente magnético a menos que a estrutura anterior. Este conversor não possui indutor na saída, utilizando como elemento de armazenagem o campo magnético do transformador (característica já conhecida do *flyback* convencional). Isto é uma vantagem por apresentar uma redução de custo.

Porém, as correntes de pico maiores nos interruptores podem trazer desvantagens em relação ao uso dos interruptores. O aquecimento dos MOSFETs, principalmente com o uso da alta tensão, faz com que seja necessário sobre-dimensionar os mesmos.

Os resultados experimentais mostraram que este conversor se comporta bem, e sua simplicidade e semelhança com o *flyback* clássico, aliada à vantagem da redução da tensão sobre os interruptores, o tornam de grande valor. Conclui-se que suas diferenças em relação ao *duplo-forward* estão na mesma relação *flyback* - *forward* clássicos.

CAPÍTULO 4

A QUESTÃO DO DESEQUILÍBRIO NOS NOVOS CONVERSORES DUPLO-FORWARD E DUPLO-FLYBACK

4.1 Introdução

Os conversores *duplo-forward* e *duplo-flyback*, apresentados nos capítulos anteriores, mostraram eficiência na transferência de energia e no bloqueio da tensão sobre os terminais *dreno-source* dos MOSFETs. Uma evidência ficou clara no funcionamento dos conversores: a tensão de bloqueio sobre os interruptores é garantida pela tensão nos capacitores de entrada, que dividem a tensão do barramento.

Dessa forma, essa divisão de tensão assume um papel muito importante no funcionamento destes conversores. Se ela não estiver devidamente equilibrada, o grampeamento das tensões não se dará de forma equilibrada. Ou seja, se um dos capacitores assumir toda a tensão de entrada, o bloqueio da tensão no interruptor externo ligado a esta malha se dará com toda a tensão de entrada, e não mais com a metade deste valor.

Fica subentendido, também nos capítulos 2 e 3, que o bom funcionamento do conversor depende de um comando idêntico para os quatro interruptores na entrada em condução, e idêntico dois a dois no bloqueio para os interruptores externos e internos. O presente capítulo tem por objetivo esclarecer, minuciosamente, os problemas que podem aparecer quando os comandos dos interruptores não estiverem idênticos.

Na prática isto sempre ocorrerá. É praticamente impossível prever um transformador de pulso sem diferença no acoplamento dos enrolamentos secundários em relação ao enrolamento primário. Também é praticamente impossível de se ter componentes com as mesmas resistências e capacitâncias parasitas.

Então, neste capítulo pretende-se propor uma solução para o desequilíbrio das tensões dos capacitores de entrada e mostrar como esta solução irá funcionar na perturbação.

4.2 Solução para o desequilíbrio

Nas etapas de operação analisadas, foi mostrado o conversor sempre sendo alimentado por uma fonte E , conectada a dois capacitores, C_1 e C_2 . Dada a estrutura do conversor e o seu modo de funcionamento, pode-se verificar que a presença dos capacitores é de grande importância, sendo eles indispensáveis para a divisão da tensão sobre os interruptores.

Há muitos casos de conversores CA-CC que possuem na sua saída a tensão de barramento com um ponto médio. Para esses casos, a alimentação do conversor aqui apresentado já é feita diretamente a partir de duas fontes de igual tensão, representadas por dois capacitores com tensão equilibrada, garantida pelo retificador.

Porém há casos em que não se dispõe da fonte de alimentação simétrica. Nesses casos a divisão deve ser feita como mostrado na Fig. 4.1. O barramento de alimentação, representado pela fonte E , é conectado a um divisor capacitivo (no caso, C_1 e C_2).

Este tipo de divisão de tensão pode levar a um desequilíbrio. É possível acontecer, por exemplo, que a tensão no capacitor inferior seja igual a $2/3$ de E , e no superior $1/3$ de E . Neste caso, como a limitação da tensão nos interruptores depende da tensão sobre esses capacitores, a mesma divisão ocorrerá no bloqueio dos interruptores. Este desequilíbrio também pode acontecer devido à diferença de tempos de comutação ou às diferentes características próprias dos interruptores, como resistências séries ou capacitâncias.

Seja o caso em que um dos interruptores comandados a bloquear se atrase em relação ao seu par. Por exemplo, S_4 fica atrasado no bloqueio em relação a S_1 . A Fig. 4.1 ilustra esta situação. Por um pequeno intervalo de tempo o capacitor C_2 irá se descarregar, carregando conseqüentemente o capacitor C_1 .

Este desequilíbrio é do tipo instável, ou seja, não há em nenhuma outra etapa o retorno ao equilíbrio. Em cada novo período de comutação, o capacitor perde uma determinada carga, fazendo com que as tensões de grampeamento nos

interruptores S_1 e S_4 também sigam o desequilíbrio. Dessa forma, quando bloqueados, S_1 terá uma tensão menor do que $E/2$, e S_4 , terá uma tensão maior do que $E/2$.

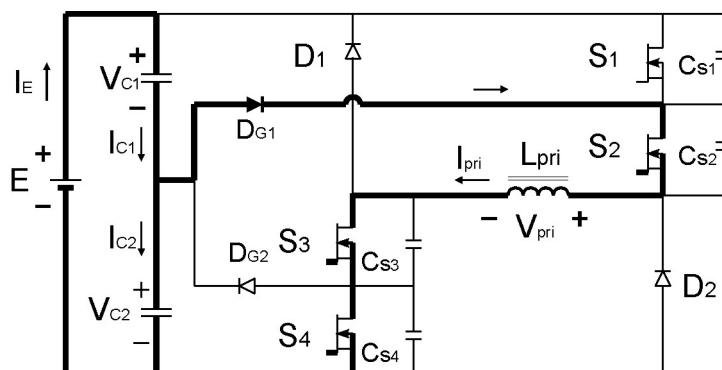


Fig. 4.1 – Desequilíbrio nos capacitores de entrada.

Para resolver esse problema, chega-se a uma solução para este circuito, adotando-se a divisão do enrolamento primário em dois. Esta divisão seria feita de maneira igual, ou seja, cada metade teria o mesmo número de espiras, sendo a metade do número de espiras total calculado para o enrolamento primário do transformador. Estes enrolamentos seriam acoplados, atuando como se fossem um único enrolamento primário.

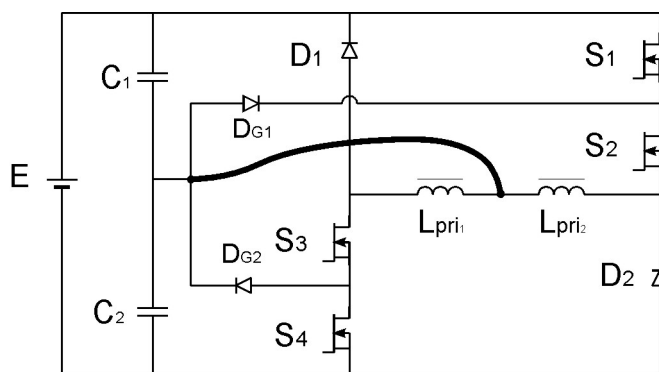


Fig. 4.2 – Solução proposta para o desequilíbrio.

Com o enrolamento primário dividido dessa forma, as etapas de operação não são modificadas. Levando em consideração que não há distorção no comando, como foi considerado na descrição das etapas nos capítulos anteriores, elas continuam sendo exatamente as mesmas.

Porém, caso ocorra algum atraso, como mostrado na entrada em condução, como mostrado na Fig. 4.1, os capacitores voltam novamente ao equilíbrio. Isto se dá

porque a divisão do enrolamento primário coloca os dois capacitores em paralelo na entrada em condução dos interruptores, ficando estes submetidos à mesma tensão.

A etapa de entrada em condução é mostrada na Fig. 4.3. A situação de equilíbrio é retomada agora, imposta pela colocação dos capacitores em paralelo.

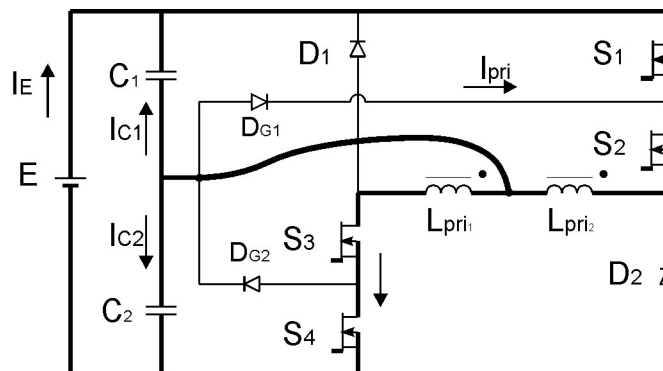


Fig. 4.3 – Entrada em condução: retorno ao equilíbrio.

Na prática, como os enrolamentos primários têm o mesmo número de espiras e estão acoplados, o circuito equivalente da etapa de retorno ao equilíbrio dos capacitores fica como mostrado na Fig. 4.4.

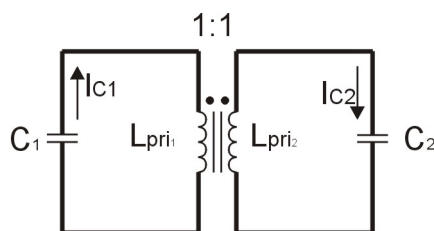


Fig. 4.4 – Circuito equivalente durante a condução dos interruptores.

Este tipo de solução resolve de forma eficiente o desequilíbrio, porém é preciso tomar cuidado, pois decorrem dele consequências indesejáveis. O fato de se colocar dois capacitores em paralelo com tensões diferentes pode fazer com que existam surtos de corrente muito elevados de um capacitor para outro.

Estes surtos realmente existem, e são tão grandes quanto maior é a diferença de tensão entre os capacitores. Entretanto, leva-se em conta, que as diferenças de tensão, quando existirem, ocorrem devido a diferenças nos tempos de entrada em condução dos MOSFETs, ou diferenças de corrente devido às características próprias dos interruptores.

Dessa forma, a diferença de potencial entre os capacitores não deve ser superestimada, mas sim tratada como uma pequena diferença devido a uma não idealidade.

Há necessidade de se considerar o fato de que em série com os enrolamentos também existem componentes parasitas que devem limitar estas correntes. A indutância própria dos enrolamentos, bem como a resistência série de cada enrolamento, limitará os possíveis surtos de corrente. Leva-se em conta que um transformador com um enrolamento primário, submetido a uma tensão elevada, tem uma resistência série que não pode ser ignorada.

A Fig. 4.5 mostra um circuito equivalente do enrolamento primário acoplado. Durante a condução de todos os interruptores, quando os capacitores retornam ao equilíbrio, o enrolamento primário é equivalente a um transformador, acoplando as tensões dos capacitores C_1 e C_2 .

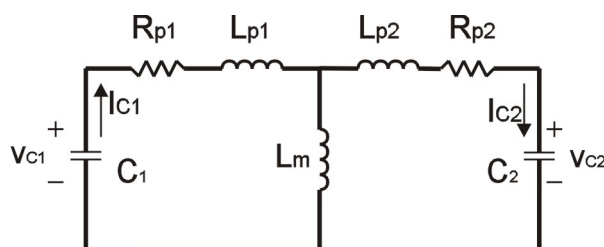


Fig. 4.5 - Circuito equivalente do enrolamento primário acoplado.

Para melhor entendimento da situação de desequilíbrio, uma análise detalhada é mostrada a seguir.

4.3 Análise do desequilíbrio no conversor forward

Como foi comentado, a situação de desequilíbrio pode limitar a operação do conversor. Esta limitação se dá principalmente em casos extremos como em operações a vazio. Pode haver casos onde é preciso considerar uma variação na tensão de entrada do conversor. Nesses casos, os pontos limites de operação ficam ainda prejudicados, uma vez que o conversor deve operar a plena carga com tensão mínima de entrada (máxima razão cíclica), e deve operar a vazio com tensão máxima na entrada (mínima razão cíclica).

A operação com mínima razão cíclica impõe um limite na operação, uma vez que a operação do conversor traz o mesmo ao equilíbrio justamente no tempo de

condução dos interruptores. Se este tempo for muito pequeno, o que ocorre quando a razão cíclica é mínima, não é suficiente para que o equilíbrio das tensões nos capacitores de entrada seja reestabelecido.

A modulação imposta aqui estabelece que os quatro interruptores são colocados em condução ao mesmo tempo. Para o bloqueio, é considerado que os interruptores S_1 e S_4 obrigatoriamente param de conduzir antes de S_2 e S_3 .

Portanto, existem as seguintes possibilidades de distorção no comando de S_1 :

- a. interruptor S_1 atrasa no bloqueio (bloqueia após S_2);
- b. interruptor S_1 adianta no bloqueio (bloqueia antes de S_2);
- c. interruptor S_1 atrasa na entrada em condução (entra em condução após S_2 , S_3 e S_4);
- d. interruptor S_1 adianta na entrada em condução (entra em condução antes de S_2 , S_3 e S_4);

Como o conversor é simétrico, a análise das distorções em S_1 corresponde à análise das distorções em S_4 . Da mesma maneira, as situações *b* e *d*, são análogas às situações *a* e *c* para S_4 . Portanto são analisadas somente as situações *a* e *c* para S_1 .

4.3.1 Interruptor S_1 atrasa no bloqueio (bloqueia após S_2)

Para esta situação, é considerado que todos os interruptores são habilitados a conduzir ao mesmo tempo. Porém, a seqüência de bloqueio é modificada. Primeiramente é bloqueado o interruptor S_4 , em seguida é bloqueado o interruptor S_1 , e finalmente são bloqueados os interruptores S_2 e S_3 .

Como as etapas de operação já foram descritas em maiores detalhes, agora são apresentadas as etapas simplificadas levando em consideração os seguintes critérios:

- o circuito opera em regime permanente;
 - todos os interruptores e semicondutores de potência são ideais, com resistências em condução nula;
-

- o capacitor de saída é considerado suficientemente grande para ser interpretado como uma fonte de tensão;
- os enrolamentos do lado primário do transformador (ou indutor de armazenagem) são considerados como possuindo uma pequena resistência em série.

O circuito para análise das etapas de operação é mostrado na Fig. 4.6.

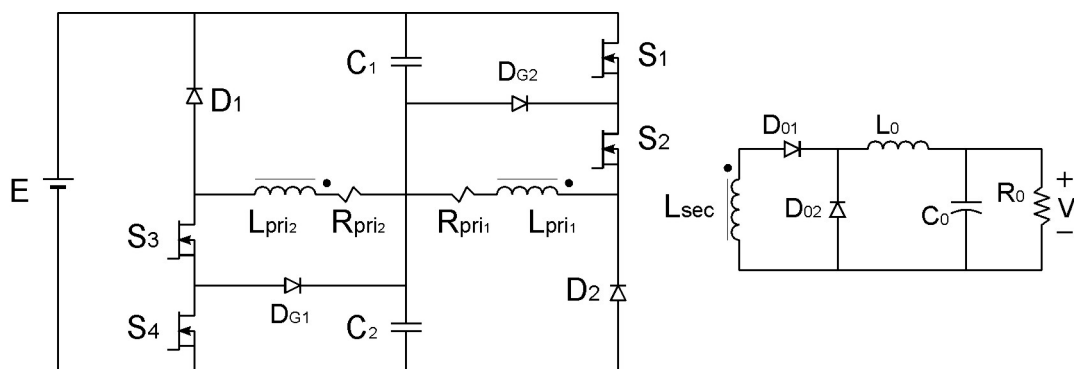


Fig. 4.6 - Circuito utilizado para a análise das etapas de operação no conversor forward.

Primeira etapa (t_0, t_1)

Na primeira etapa todos os interruptores estão comandados a conduzir. É considerado aqui que os capacitores divisores de tensão C_1 e C_2 estão equilibrados e com a mesma tensão.

$$V_{pri1} = V_{pri2} = \frac{E}{2} \tag{4.1}$$

A corrente no enrolamento primário é igual à corrente no indutor de saída refletida. Esta corrente cresce de acordo com a tensão aplicada sobre o indutor de saída.

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_{sec} - V_0}{L_0} = \frac{1}{L_0}(nE - V_0) \tag{4.2}$$

A tensão no enrolamento secundário é a tensão na fonte refletida de acordo com a relação de transformação.

A Fig. 4.7 ilustra a primeira etapa. Esta etapa é a mesma apresentada no capítulo 2, quando os capacitores estão equilibrados.

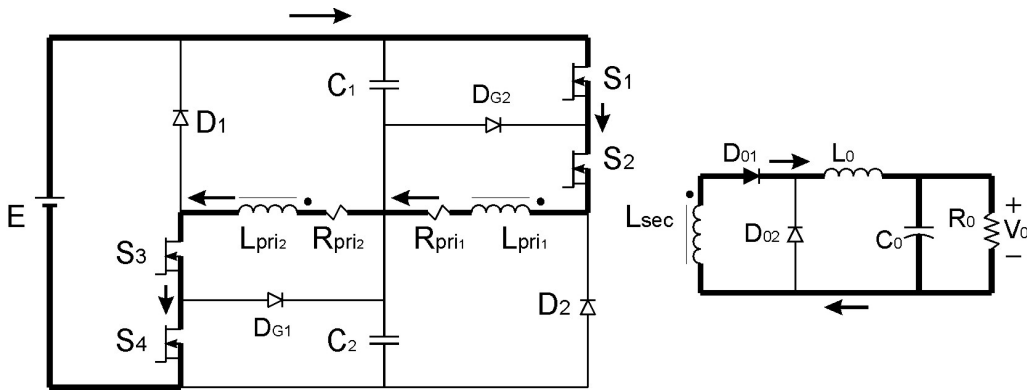


Fig. 4.7 – Primeira etapa de funcionamento.

Segunda etapa (t_1, t_2)

No instante t_2 o interruptor S_4 é comandado a bloquear. O interruptor S_1 , que também deveria bloquear, simulará aqui uma perturbação no comando e ficará em condução, atrasando o tempo de bloqueio. Tem-se então os interruptores S_1, S_2 e S_3 comandados a conduzir.

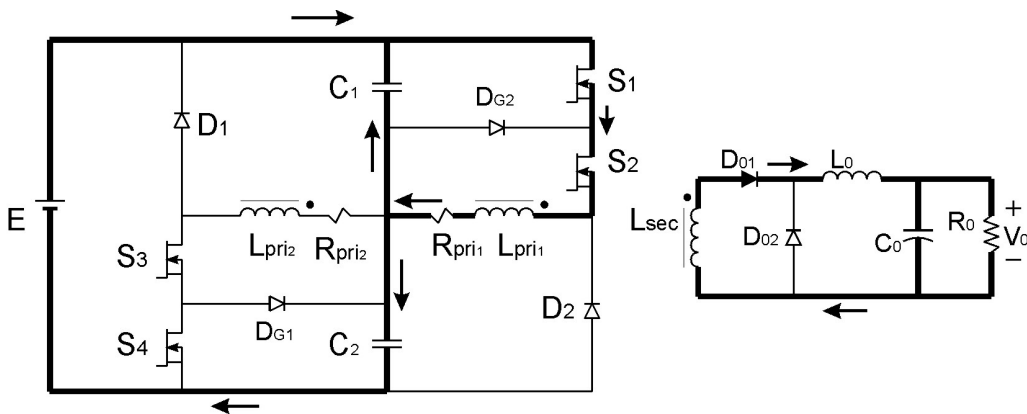


Fig. 4.8 – Segunda etapa de operação.

A corrente no enrolamento primário 2 é interrompida pelo bloqueio de S_4 . Para que a relação $N.i$ se conserve, é necessário que a corrente dobre o seu valor no enrolamento primário 1. Neste momento, o capacitor C_1 começa a se descarregar, fazendo com que C_2 se carregue.

A energia continua sendo transferida à carga através S_1 e S_2 , e a equação para o crescimento da corrente no enrolamento secundário pode ser considerada a mesma. Porém, no lado primário, ela estará presente apenas em uma das metades.

$$\frac{di_{L_{pri1}}}{dt} = \frac{1}{nL_0} \left(\frac{E}{n} - V_0 \right) \quad (4.3)$$

A corrente de pico nos interruptores ao final dessa etapa pode ser tomada como o dobro da corrente de pico do enrolamento primário considerando o conversor em seu funcionamento normal (sem distorções no comando). Nota-se, porém, que esta corrente de pico se aplica somente ao par cujo interruptor externo está atrasado no bloqueio.

$$I_{pico} = 2I_{prim_{max}} \quad (4.4)$$

Para o cálculo da descarga no capacitor, pode-se aproximar a malha em condução da Fig. 4.8 pelo circuito da Fig. 4.9.

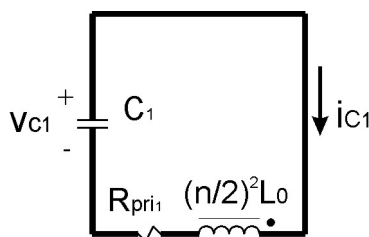


Fig. 4.9 - Malha equivalente para o cálculo da queda de tensão em C_1 .

A solução para o circuito da Fig. 4.9 é dada por:

$$v_{C_1}(t) = \frac{E}{2} \cos(\omega_0 \Delta t_2) - 2I(t_1) \sqrt{\frac{\left(\frac{n}{2}\right)^2 L_0}{C_1}} \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) \quad (4.5)$$

Então, pode-se definir o crescimento da tensão em C_2 como:

$$v_{C_2}(t) = \frac{E}{2} \cos(\omega_0 \Delta t_2) + 2I(t_1) \sqrt{\frac{\left(\frac{n}{2}\right)^2 L_0}{C_2}} \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) \quad (4.6)$$

Nas equações (4.5) e (4.6) considerou-se que $E/2$ é a condição inicial dos capacitores C_1 e C_2 , ou seja, os capacitores estão em equilíbrio. Também, considera-se que as capacitâncias $C_1 = C_2$. A condição inicial da corrente nesta etapa é $I(t_1)$. Esta corrente equivale à corrente final da primeira etapa, porém multiplicada por dois devido ao bloqueio de corrente em um dos enrolamentos primários.

Uma vez que o atraso em um dos interruptores, no caso S_1 , é considerado como uma perturbação, pode-se afirmar que o tempo Δt_2 é suficientemente pequeno para que as seguintes aproximações possam ser feitas:

$$\begin{aligned} \cos(\omega_0 \Delta t_2) &\cong 1 \\ \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) &\cong \omega_0 \Delta t_2 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{2}\right)^2 L_0 C_1}} \Delta t_2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Dessa forma, as equações (4.5) e (4.6) podem ser aproximadas pelas seguinte retas:

$$v_{C_1}(t) = \frac{E}{2} - 2I(t_1)C_1\Delta t_2 \quad (4.8)$$

$$v_{C_2}(t) = \frac{E}{2} + 2I(t_1)C_2\Delta t_2 \quad (4.9)$$

Se for definido o desbalanço dos capacitores como a diferença de tensão ΔV_C , pode-se escrever a seguinte equação:

$$\Delta V_C = 4I(t_1)C_1\Delta t_2 = 4I(t_1)C_2\Delta t_2 \quad (4.10)$$

Terceira etapa (t_2, t_3)

Na terceira etapa, o interruptor S_1 finalmente é comandado a bloquear. A força magnetomotriz é novamente dividida entre os dois enrolamentos primários que ficam em roda livre. A tensão no lado primário é nula, bem como no lado secundário. A Fig. 4.10 representa esta etapa.

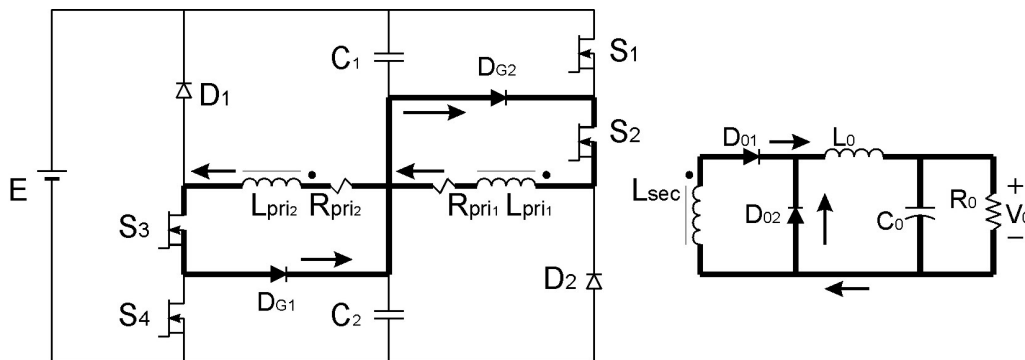


Fig. 4.10 - Terceira etapa de funcionamento.

A corrente de saída ficará, teoricamente, dividida entre os diodos D_{01} e D_{02} . Na prática esta corrente procurará o caminho de menor impedância.

A roda livre do lado primário é mantida pela energia armazenada no campo magnético próprio do transformador. A tensão nos capacitores C_1 e C_2 é mantida desequilibrada pelo ΔV_{C_1} e ΔV_{C_2} , respectivamente, da etapa anterior.

Quarta etapa (t_3, t_4)

Na quarta etapa de funcionamento os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. A corrente de saída segue agora por D_{02} mantida pela energia armazenada no indutor de saída.

A energia armazenada no campo magnético próprio do transformador é devolvida à fonte E através de D_1 e D_2 . Porém, na condição de desequilíbrio, ocorre que a tensão em qualquer uma das metades (a relação de transformação dos enrolamentos primários é de um para um) é dada pelo capacitor de menor tensão menos a queda no diodo. Dessa forma, o diodo da malha do capacitor de maior tensão ficará bloqueado.

No caso apresentado aqui, o capacitor de menor tensão é o capacitor C_1 , portanto a desmagnetização ocorre por D_1 . A Fig. 4.11 ilustra esta etapa.

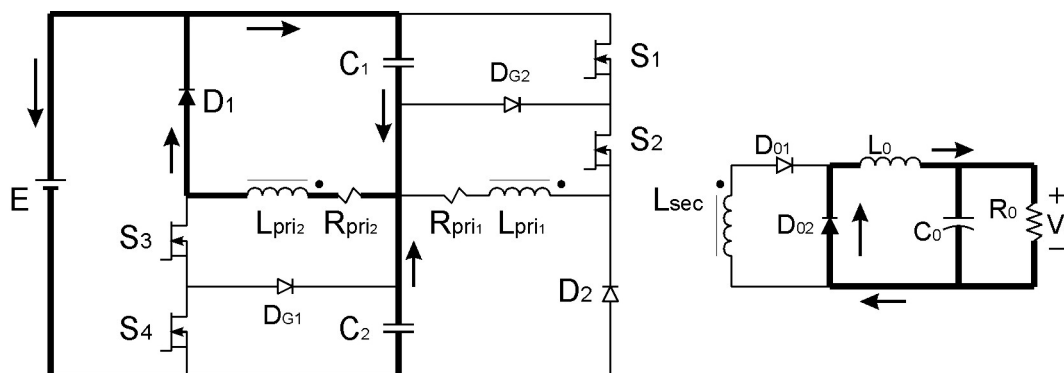


Fig. 4.11 – Quarta etapa de funcionamento.

Quinta etapa (t_4, t_5)

Ao final da quarta etapa pode acontecer que a tensão dos capacitores volte completamente ao equilíbrio. Dependendo da indutância própria do enrolamento primário e do tempo de atraso de bloqueio do interruptor S_1 , a energia de desmagnetização é suficiente para trazer a tensão dos capacitores ao equilíbrio.

Caso não haja energia suficiente, após a desmagnetização, a corrente no lado primário é anulada, e a tensão nos capacitores continua desequilibrada (é o caso ilustrado). Após a completa desmagnetização da indutância própria do transformador, nenhuma corrente mais circula pelo enrolamento primário.

No lado secundário, tem-se ainda a manutenção da corrente de saída por L_0 . A Fig. 4.12 ilustra esta etapa.

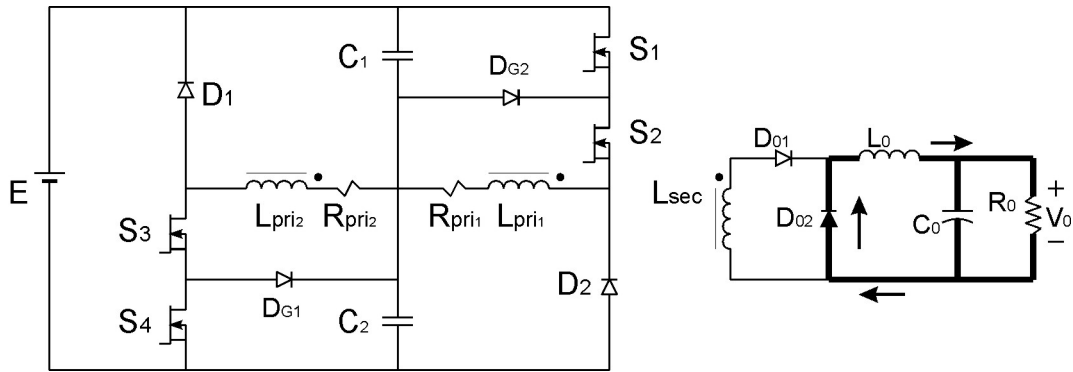


Fig. 4.12 – Quinta etapa de funcionamento.

Sexta etapa (t_5, t_6)

A sexta etapa considerada aqui poderia ser equivalente à primeira etapa do conversor *forward* equilibrado apresentada no capítulo 2. Nesta etapa, todos os interruptores são comandados a conduzir. A Fig. 4.13 ilustra esta etapa de funcionamento.

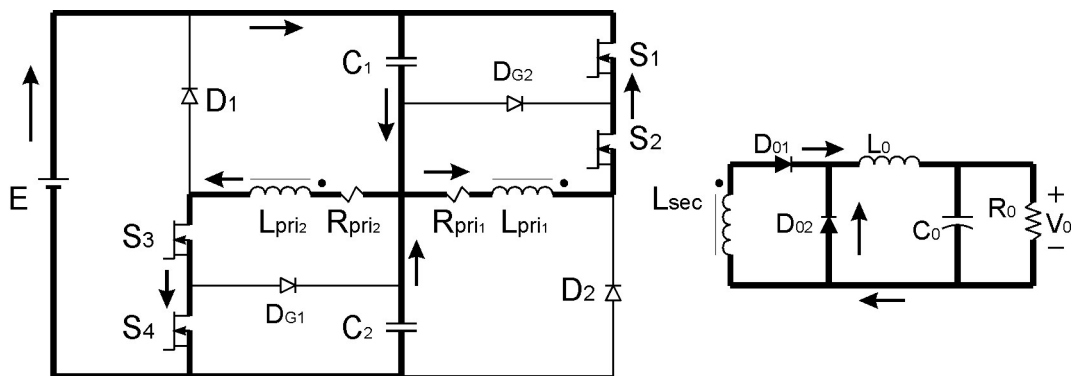


Fig. 4.13 – Sexta etapa de funcionamento.

Como os capacitores C_1 e C_2 estão com tensões diferentes, a colocação dos interruptores em condução força um paralelismo desses capacitores. A Fig. 4.14 representa com boa aproximação este circuito equivalente. A relação de transformação entre os enrolamentos do lado primário é de um para um, como pode ser observado.

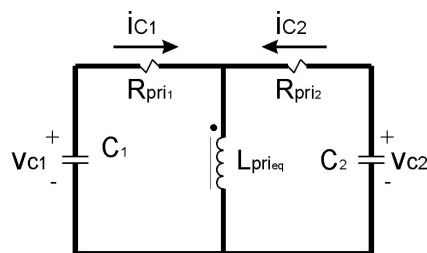


Fig. 4.14 – Circuito equivalente da sexta etapa.

A solução dos estados para o circuito acima pode ser descrita pelo sistema (4.11).

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C_1}(t) \\ \dot{v}_{C_2}(t) \\ \dot{i}_L(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{R_{pri_1} + R_{pri_2}} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{R_{pri_2}}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & \frac{R_{pri_1}}{C_2} \\ \frac{R_{pri_2}}{L_{pri_{eq}}} & \frac{R_{pri_1}}{L_{pri_{eq}}} & -\frac{R_{pri_1}R_{pri_2}}{L_{pri_{eq}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Porém, uma vez que o circuito já foi simplificado, a solução analítica do sistema levará a uma equação com muitos termos e sem função prática. Pode-se, portanto, separar as malhas do circuito da Fig. 4.14 em três malhas distintas conforme é mostrado na Fig. 4.15, e considerar por superposição as soluções individuais de cada malha.

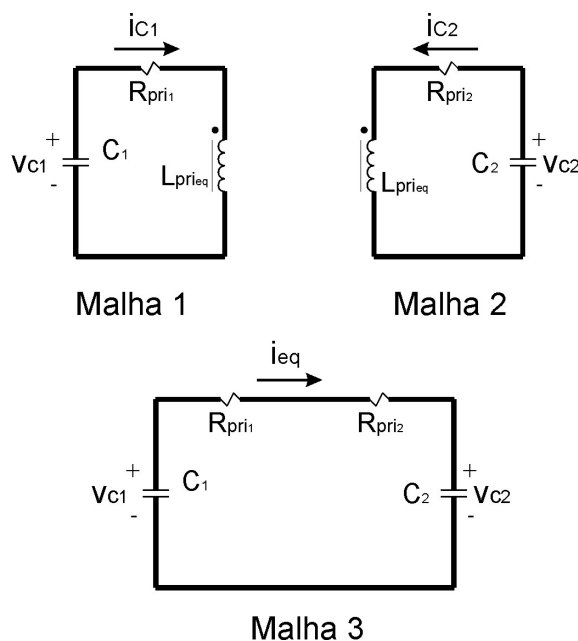


Fig. 4.15 – Malhas equivalentes para a etapa 6.

Para as malhas 1 e 2, a solução para a corrente pode ser obtida considerando o capacitor como uma fonte de tensão. A corrente pode ser aproximada como subindo linearmente, como no caso onde há equilíbrio.

$$i_{C_1}(t) = \frac{1}{L_{prim_{eq}}} \frac{E}{2} t + I_{C_1}(t_5) \quad (4.12)$$

$$i_{C_2}(t) = \frac{1}{L_{prim_{eq}}} \frac{E}{2} t + I_{C_2}(t_5) \quad (4.13)$$

Como $L_{prim_{eq}}$ é igual à L_m , a corrente total no enrolamento primário é igual à corrente de pico somada à corrente inicial da etapa, que é a corrente de carga refletida.

Na malha 3 haverá um circuito RC equivalente, que levará os capacitores ao equilíbrio. A solução da corrente de equilíbrio i_{eq} é mostrada em (4.14), e é importante notar que tanto maior é o pico de corrente quanto menor é a resistência série equivalente, que corresponde a soma de R_{prim1} com R_{prim2} .

$$i_{c_{eq}}(t) = \frac{\Delta V}{2R_{prim_i}} e^{-\frac{t}{R_{prim_i}C_1}} \quad (4.14)$$

Formas de onda

As formas de onda do conversor *forward*, operando com um atraso indesejado no interruptor S_1 , são mostradas a na Fig. 4.16.

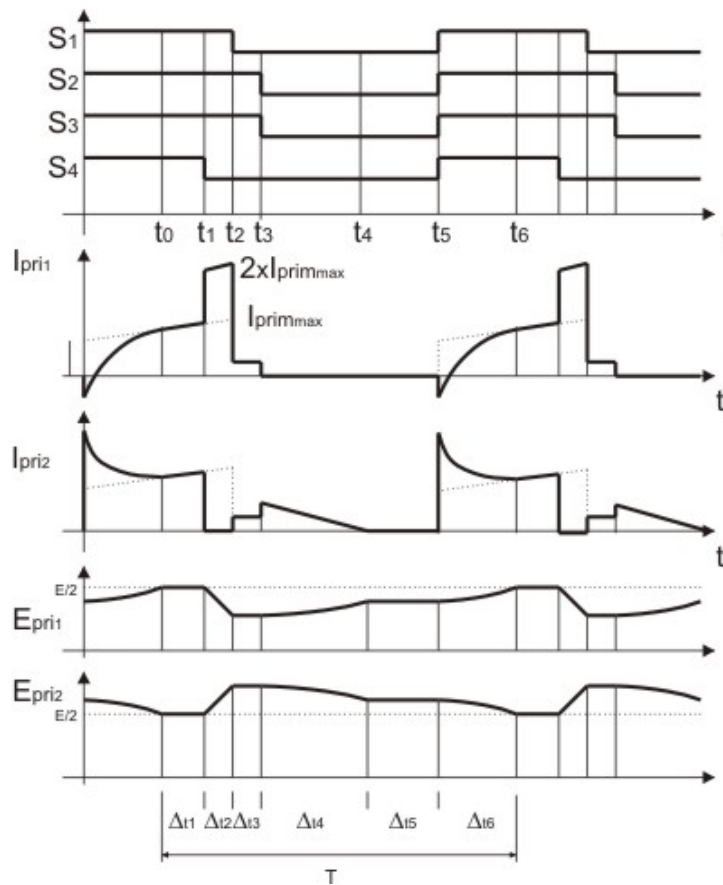


Fig. 4.16 – Formas de onda para o conversor *forward* funcionando com atraso no bloqueio de S_1 .

Pode-se notar, no primeiro gráfico, o atraso no bloqueio de S_1 . Observa-se que, apesar do atraso, S_1 ainda bloqueia antes de S_2 e S_3 . A hipótese de S_1 bloquear depois de S_2 e S_3 é descartada, uma vez que o atraso em S_2 e S_3 é provocado intencionalmente.

A primeira etapa definida não inicia quando todos os interruptores são comandados a conduzir, e sim a partir do ponto em que os capacitores estão equilibrados. Esta foi uma convenção utilizada apenas para facilitar a comparação com o caso onde o conversor opera de forma equilibrada. A corrente final da primeira etapa é mostrada em cada enrolamento no segundo e terceiro gráficos. Nota-se que a mesma dobra de valor na malha onde há atraso no bloqueio do interruptor, enquanto no outro enrolamento, a corrente se anula.

É justamente nesta segunda etapa que ocorre o desequilíbrio nas tensões dos capacitores. Na etapa seguinte, de roda livre, os capacitores mantêm a tensão desequilibrada, e na etapa onde há a desmagnetização há um retorno ao equilíbrio. Se até o final desta etapa as tensões nos capacitores não forem as mesmas, na quinta etapa isto deve ocorrer. Existe ainda a possibilidade de que, mesmo depois da quinta etapa, os capacitores continuem com tensões desiguais.

Em uma simulação (Fig. 4.17) pode-se notar a coerência com os resultados esperados na análise teórica. As curvas de tensão nos capacitores e corrente nos enrolamentos primários foram superpostas para melhor verificar as distorções.

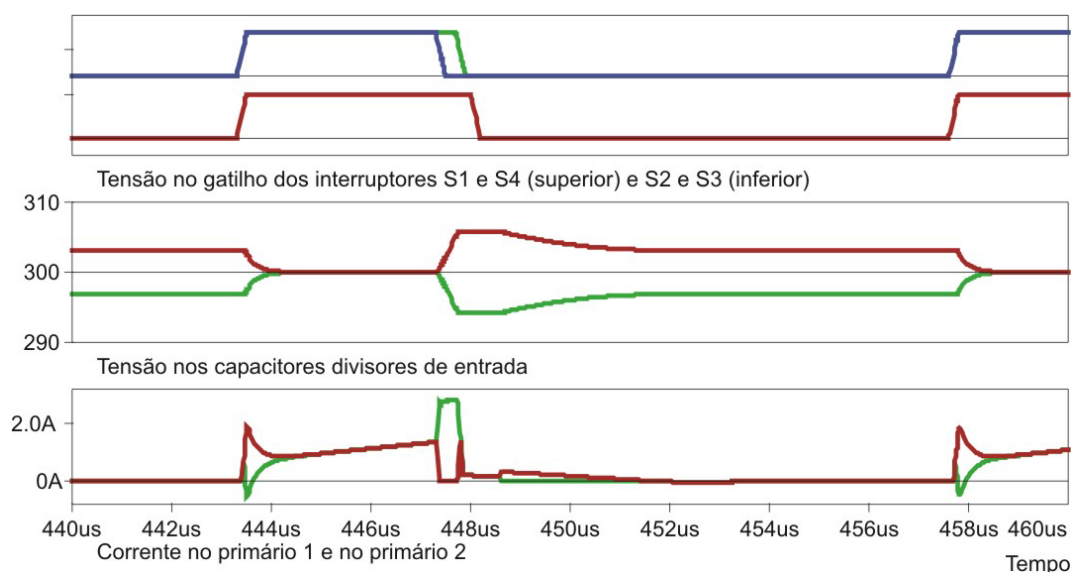


Fig. 4.17 – Simulação identificando as distorções de tensão e corrente causada pelo atraso no bloqueio do interruptor S_1 .

4.3.2 Interruptor S_1 atrasa na entrada em condução (entra em condução após S_2 , S_3 e S_4)

O atraso na entrada em condução também causa um desequilíbrio no balanço das tensões dos capacitores de entrada. Agora, este desequilíbrio ocorre já na primeira etapa, e o funcionamento do conversor traz, novamente, o mesmo ao equilíbrio.

Como a forma de desequilíbrio é muito parecida com a do caso anterior, bem como o retorno ao balanço das tensões, as etapas de operação são tratadas de forma simplificada.

A Fig. 4.18 apresenta as etapas de operação do conversor *forward* nesse caso de desequilíbrio.

Nestas etapas apresentadas nota-se que na entrada em condução o interruptor S_1 é atrasado. Na primeira etapa, somente S_3 e S_4 fornecerão caminho para a corrente do enrolamento primário. Assim, C_1 irá elevar a sua tensão, enquanto C_2 segue na direção oposta, com a tensão sendo reduzida.

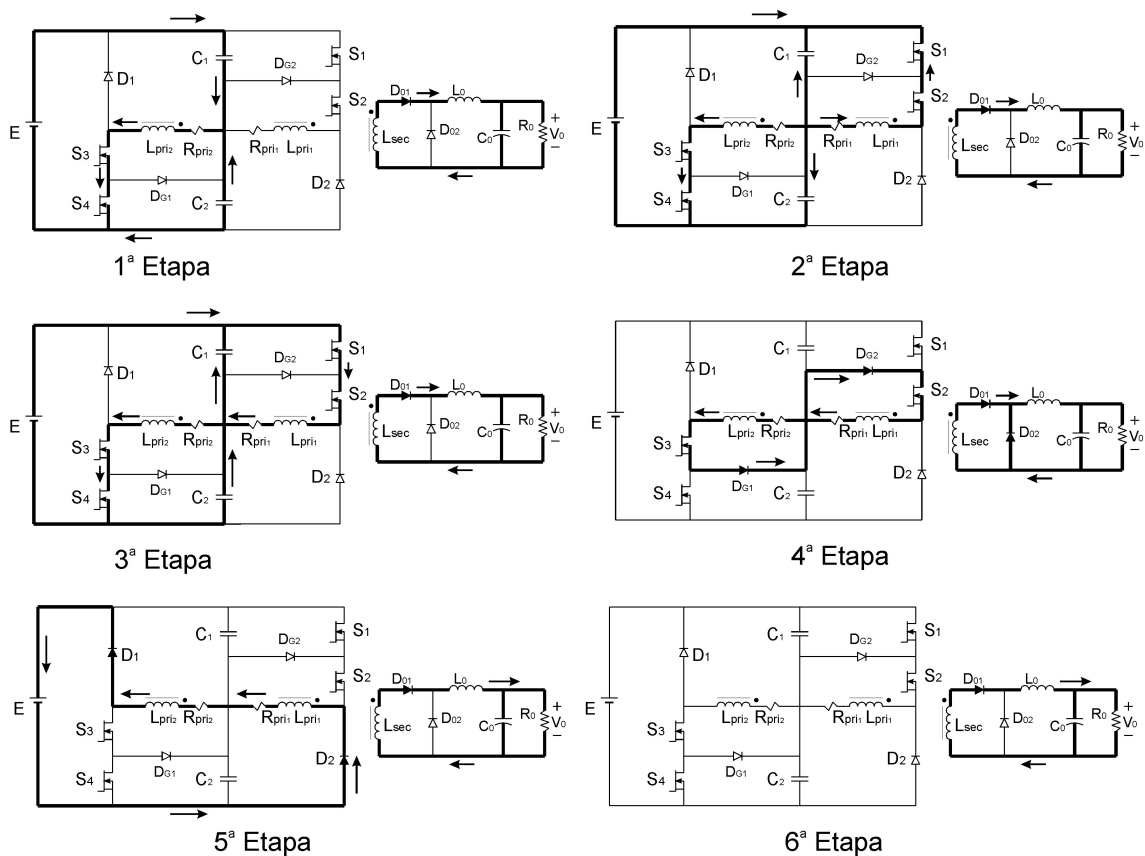


Fig. 4.18 – Etapas de operação do conversor *forward* com atraso na entrada em condução.

Na etapa seguinte, a segunda etapa (Δt_2), os outros interruptores são habilitados a conduzir. Nesta etapa, o conversor retorna ao equilíbrio da mesma maneira como mostrado na Fig. 4.13. Aqui, dependendo da amplitude da diferença de tensão entre C_1 e C_2 , pode-se ter corrente negativa no enrolamento secundário 2. Na situação do gráfico mostrado na Fig. 4.19, a corrente no enrolamento primário 2 não chega a ficar negativa.

Após o retorno à situação de equilíbrio, o conversor funcionará normalmente, até que as tensões nos capacitores desequilibrem novamente. Uma simulação também identifica estas etapas (Fig. 4.20). As formas de onda são as mesmas mostradas na Fig. 4.19, porém com as tensões e as correntes sobrepostas.

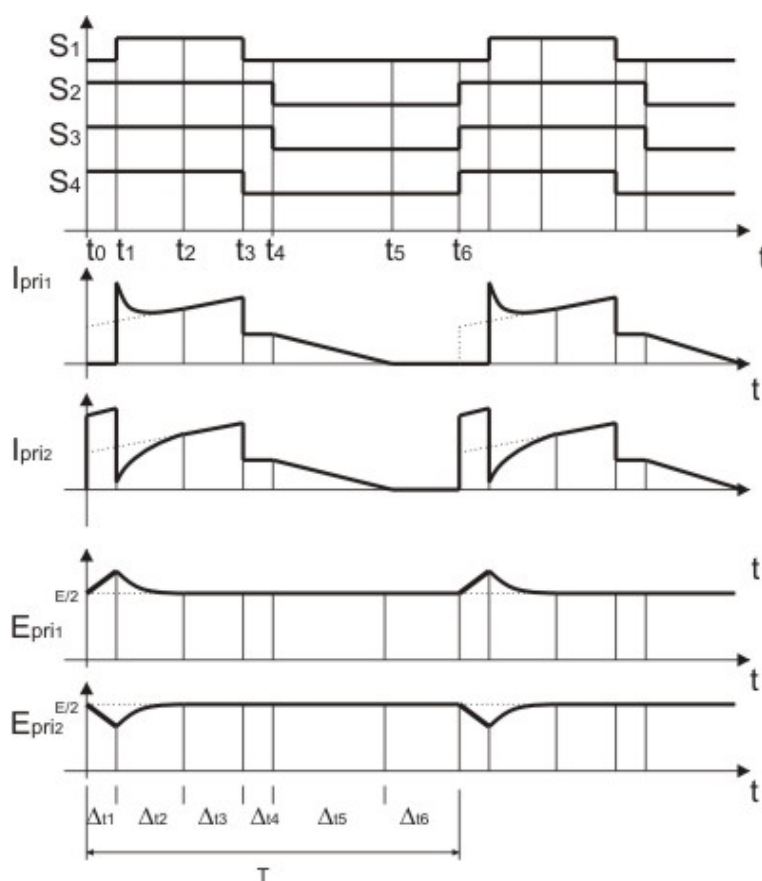


Fig. 4.19 – Formas de onda para o desequilíbrio do conversor forward no atraso da entrada em condução de S_1

Existe, porém, a possibilidade de que o conversor não retorne ao equilíbrio quando os interruptores estiverem todos em condução. Neste caso, haverá a desmagnetização por um único enrolamento primário, como mostrado na Fig. 4.11, porém pela malha do capacitor que estiver com a maior tensão.

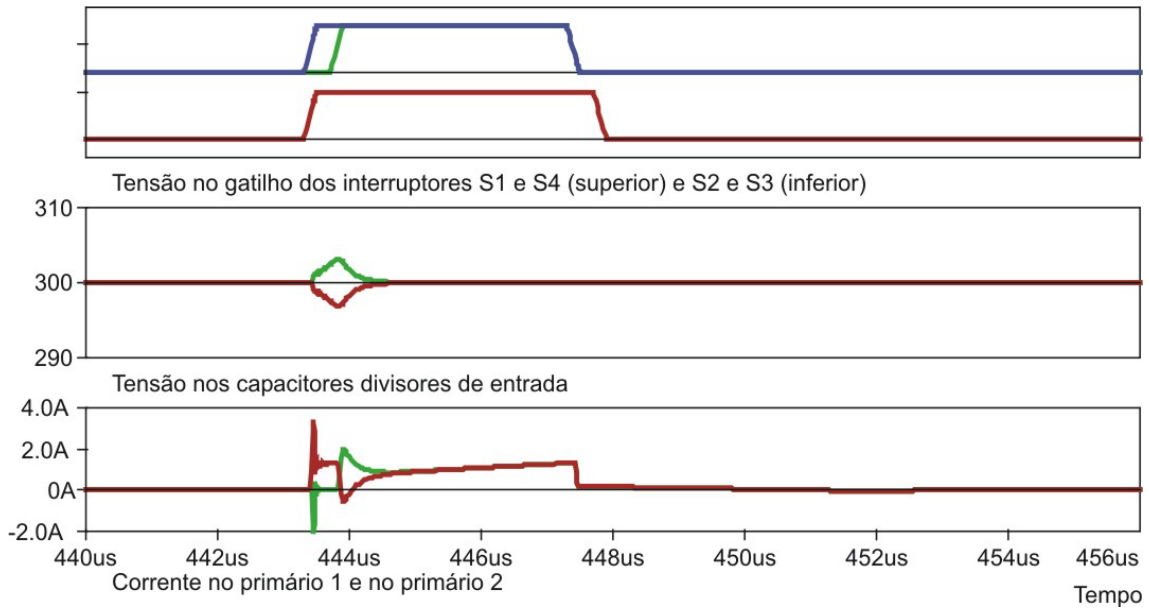


Fig. 4.20 - Simulação identificando as distorções de tensão e corrente causada pelo atraso na entrada em condução do interruptor S1.

4.4 Análise do desequilíbrio no conversor flyback

Como no conversor *forward*, as causas de desequilíbrio apresentadas aqui são analisadas da mesma maneira. As possibilidades de distorção são as mesmas e as analogias feitas em relação a essas distorções também. São analisadas as situações *a* e *c* como colocadas para o conversor *forward* para S₁.

4.4.1 Interruptor S₁ atrasa no bloqueio (bloqueia após S₂)

O circuito para análise das etapas de operação é mostrado na Fig. 4.21.

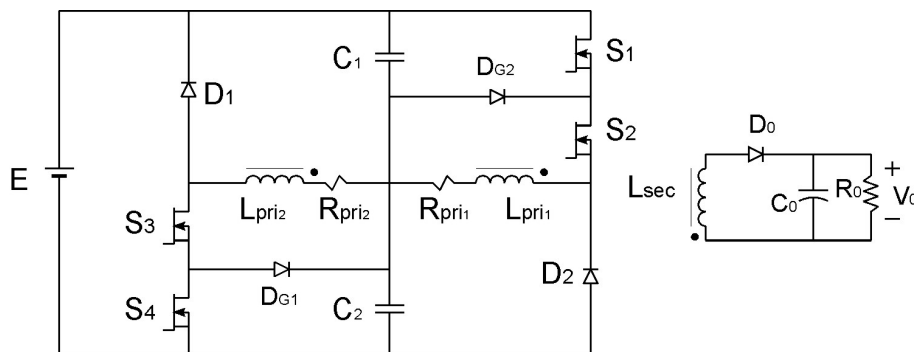


Fig. 4.21 - Circuito utilizado para a análise das etapas de operação no desequilíbrio do conversor flyback.

Da mesma forma que na seção anterior, as etapas apresentadas são simplificadas e são levados em conta os seguintes critérios:

- o circuito opera em regime permanente;

- todos os interruptores de potência são ideais, com resistências em condução nulas;
- o capacitor de saída é suficientemente grande para ser considerado como uma fonte de tensão ideal;
- os enrolamentos do lado primário do transformador (ou indutor de armazenagem) são considerados possuindo uma pequena resistência em série.

Primeira etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 4.22.

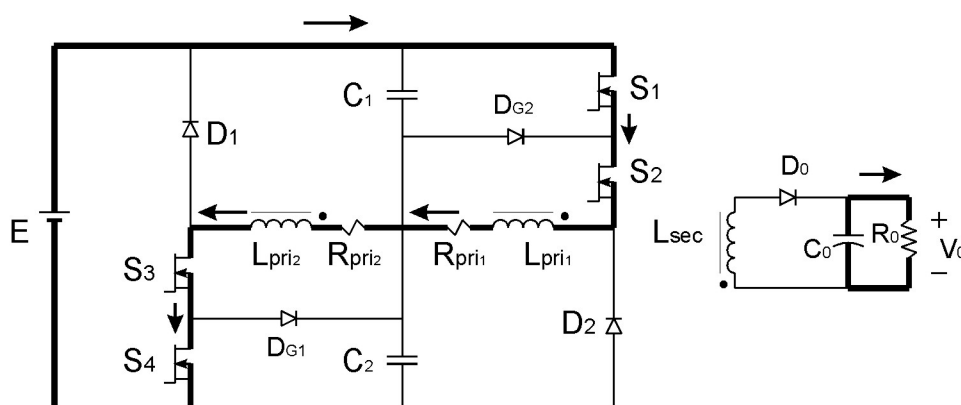


Fig. 4.22 - Primeira etapa de funcionamento.

Esta etapa é caracterizada pela acumulação de energia no indutor de armazenagem. Aqui, todos os interruptores estão habilitados a conduzir. É considerada primeira etapa, para fins de cálculo, a etapa onde os capacitores já estão equilibrados e a corrente é crescente e igual nas duas metades do enrolamento primário.

A tensão nos interruptores é nula e a tensão nos dois enrolamentos primários é igual à metade da tensão de entrada.

$$V_{pri1} = V_{pri2} = \frac{E}{2} \tag{4.15}$$

A corrente nos interruptores é igual à corrente no lado primário, que é a mesma nos dois enrolamentos primários. A resistência série é muito pequena, e nessa etapa pode ser desconsiderada. A corrente nos interruptores fica definida pelas expressões (4.16) e (4.17).

$$\frac{di_{L_{pri1}}(t)}{dt} = \frac{E}{2L_{pri1}} \quad (4.16)$$

$$\frac{di_{L_{pri2}}(t)}{dt} = \frac{E}{2L_{pri2}} \quad (4.17)$$

A corrente final da primeira etapa tem como solução as equações dadas em (4.18), onde são válidas as igualdades em (4.20) e (4.21). Mesmo considerando-se o conversor operando no modo de condução descontínua, com corrente inicial nula na primeira etapa, esta etapa é considerada aqui, contando a partir do momento que as tensões nos capacitores de entrada já estão equilibradas.

$$I_{L_{pri1pico}} = \frac{1}{L_{pri1}} \frac{E}{2} \Delta t_1 + I_{L_{pri1}}(0) \quad (4.18)$$

$$I_{L_{pri2pico}} = \frac{1}{L_{pri2}} \frac{E}{2} \Delta t_1 - I_{L_{pri2}}(0) \quad (4.19)$$

$$I_{L_{pri1pico}} = I_{L_{pri1pico}} = I_{L_{pri2pico}} \quad (4.20)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (4.21)$$

Segunda etapa (t_1, t_2)

Na segunda etapa somente o interruptor S_4 bloqueia. Aqui, na situação normal, há o bloqueio de S_1 e S_4 . Porém, um atraso no bloqueio de S_1 faz com que somente S_4 bloqueie. A Fig. 4.23 ilustra esta etapa de funcionamento.

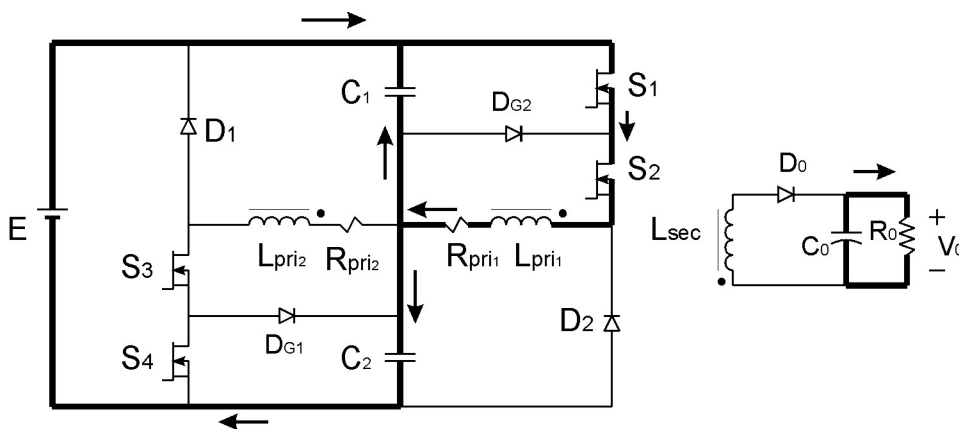


Fig. 4.23 – Segunda etapa de funcionamento.

Nesta etapa, a corrente no indutor do enrolamento primário L_{pri2} não terá mais S_4 como caminho. A tensão imposta em L_{pri1} mantém a relação em L_{pri2} mantendo o diodo D_{G1} bloqueado. Como L_{pri1} e L_{pri2} estão acoplados, toda a energia acumulada no campo magnético segue o caminho através de L_{pri1} , C_1 , S_1 e S_2 . L_{pri1} mantém sua corrente e assume a corrente de L_{pri2} . O capacitor C_1 começa a se descarregar, e C_2 se carrega.

A corrente no enrolamento primário 1 continua crescendo com a mesma lei da etapa anterior:

$$\frac{di_{L_{pri1}}(t)}{dt} = \frac{E}{2} \frac{1}{L_{pri1}} \quad (4.22)$$

Porém, à corrente de L_{pri1} , soma-se agora a corrente final da primeira etapa de L_{pri2} . Pode-se considerar a corrente de pico como sendo o dobro da corrente máxima calculada para o caso onde o conversor opera sem deferença no comando. A corrente no enrolamento primário 2 é zero durante esta etapa.

$$I_{prim1_{pico}} = 2I_{L_{pri1}_{max}} \quad (4.23)$$

A tensão no capacitor C_1 decresce segundo a equação seguinte, desprezando-se a resistência série para simplificação.

$$v_{C_1}(t) = \frac{E}{2} \cos(\omega_0 \Delta t_2) - (2I_{L_{pri1}}) \sqrt{\frac{L_{prim1}}{C_1}} \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) \quad (4.24)$$

A tensão no capacitor C_2 irá então crescer de acordo com a expressão (4.25).

$$v_{C_2}(t) = E - \frac{E}{2} \cos(\omega_0 \Delta t_2) + (2I_{L_{pri1}}) \sqrt{\frac{L_{prim1}}{C_1}} \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) \quad (4.25)$$

Da mesma forma que no caso do conversor forward, a aproximação das equações acima por retas também pode ser feita considerando-se o tempo Δt_2 pequeno. Tem-se então a equação (4.26) para o desequilíbrio das tensões.

$$\Delta V_C = 4I_{L_{pri1}} C_1 \Delta t_2 = 4I_{L_{pri1}} C_2 \Delta t_2 \quad (4.26)$$

Terceira etapa (t_2 , t_3)

A terceira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 4.24.

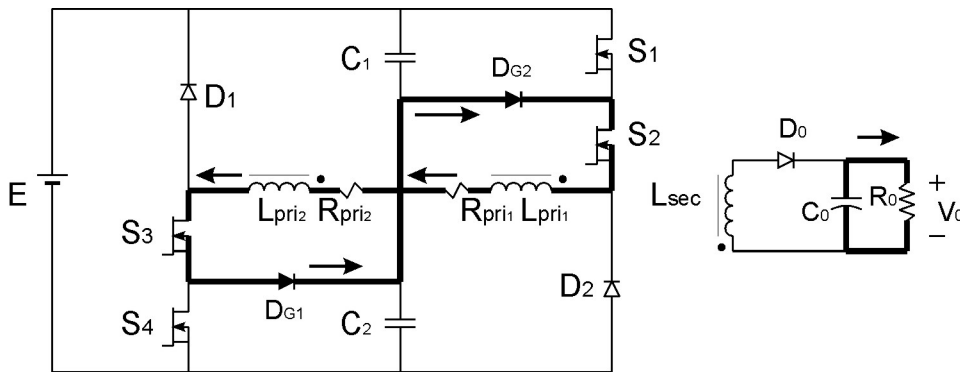


Fig. 4.24 – Terceira etapa de funcionamento.

Esta etapa começa quando o interruptor S_1 bloqueia. Com o bloqueio de S_1 , os enrolamentos primários voltam a dividir a corrente e entram em roda livre. A tensão nos capacitores fica grampeada no valor de tensão final da segunda etapa.

Quarta etapa (t_3, t_4)

Na quarta etapa os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. A energia armazenada no campo magnético do transformador é transferida para a saída. Com a mudança de polaridade no enrolamento secundário, o diodo D_0 entra em condução, e o capacitor de saída é carregado. A Fig. 4.25 ilustra esta etapa.

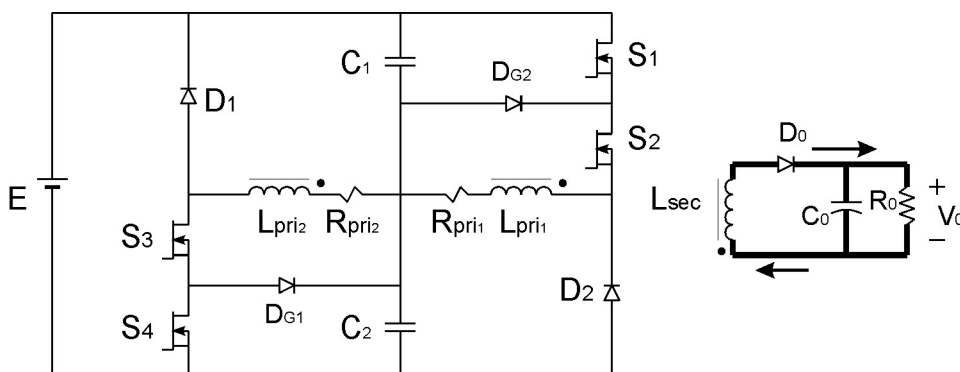


Fig. 4.25 – Quarta etapa de funcionamento.

Quinta etapa (t_4, t_5)

Na quinta etapa os interruptores são comandados a conduzir ao mesmo tempo. Agora, ocorre que os capacitores C_1 e C_2 estão carregados com tensões diferentes. Desta maneira, como a relação de transformação dentre os enrolamentos primários é de um para um, tem-se um circuito equivalente onde os capacitores C_1 e C_2

são colocados em paralelo, retornando ao ponto de equilíbrio. A Fig. 4.26 ilustra esta etapa.

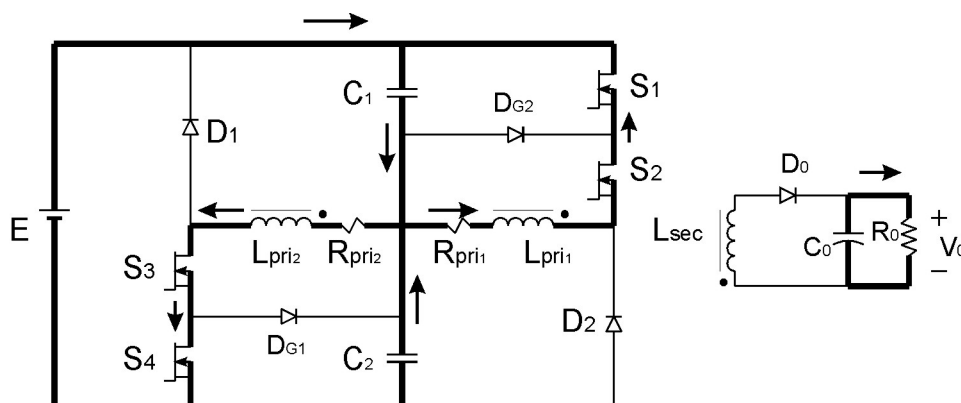


Fig. 4.26 – Quinta etapa de funcionamento.

Pode-se notar que inicialmente a corrente através de S_1 e S_2 é negativa, uma vez que os interruptores são bidirecionais em corrente. Assim que o equilíbrio vai se restabelecendo, essa corrente fica positiva e a tensão no capacitor C_1 vai igualando-se à tensão no capacitor C_2 . O circuito utilizado para análise é o mesmo apresentado na Fig. 4.14.

Como no desequilíbrio do conversor *forward*, o mesmo circuito é separado em 3 malhas como mostrado na Fig. 4.15. Para as malhas 1 e 2, a solução para a corrente pode ser obtida considerando o capacitor como uma fonte de tensão. Assim, a corrente pode ser aproximada por uma função linear, do tipo “rampa”, como no caso onde há equilíbrio.

$$i_{C_1}(t) = \frac{1}{L_{prim_{eq}}} \frac{E}{2} t + I_{C_1}(t_5) \tag{4.27}$$

$$i_{C_2}(t) = \frac{1}{L_{prim_{eq}}} \frac{E}{2} t + I_{C_2}(t_5) \tag{4.28}$$

Como $L_{prim_{eq}}$ é igual à L_m , a corrente total no lado primário é igual à corrente de pico.

Na malha 3 haverá um circuito RC equivalente que levará os capacitores ao equilíbrio. A solução da corrente de equilíbrio i_{eq} é mostrada em (4.29). É importante notar que, tanto maior é o pico de corrente quanto menor for a resistência série equivalente, que corresponde a soma de R_{prim1} com R_{prim2} .

$$i_{c_{eq}}(t) = \frac{\Delta V}{2R_{pri1}} e^{-\frac{t}{R_{pri1}C_1}} \quad (4.29)$$

Formas de onda

As formas de onda são apresentadas de forma simplificada. Na Fig. 4.27 pode-se verificar o atraso no bloqueio de S_1 no primeiro gráfico. Nota-se que S_1 está atrasada em relação a S_4 . Nesta etapa, a corrente na metade 1 do enrolamento primário passa a ser o dobro da corrente inicial, enquanto que a metade 2 do mesmo apresenta corrente igual a zero.

A etapa seguinte apresenta-se da mesma maneira como no funcionamento normal. A diferença agora é nas tensões dos capacitores, que foram desequilibradas na etapa anterior e se mantêm em situação de desequilíbrio. A simulação que ilustra as formas de onda quando ocorre o atraso no bloqueio de S_1 é mostrada na Fig. 4.28.

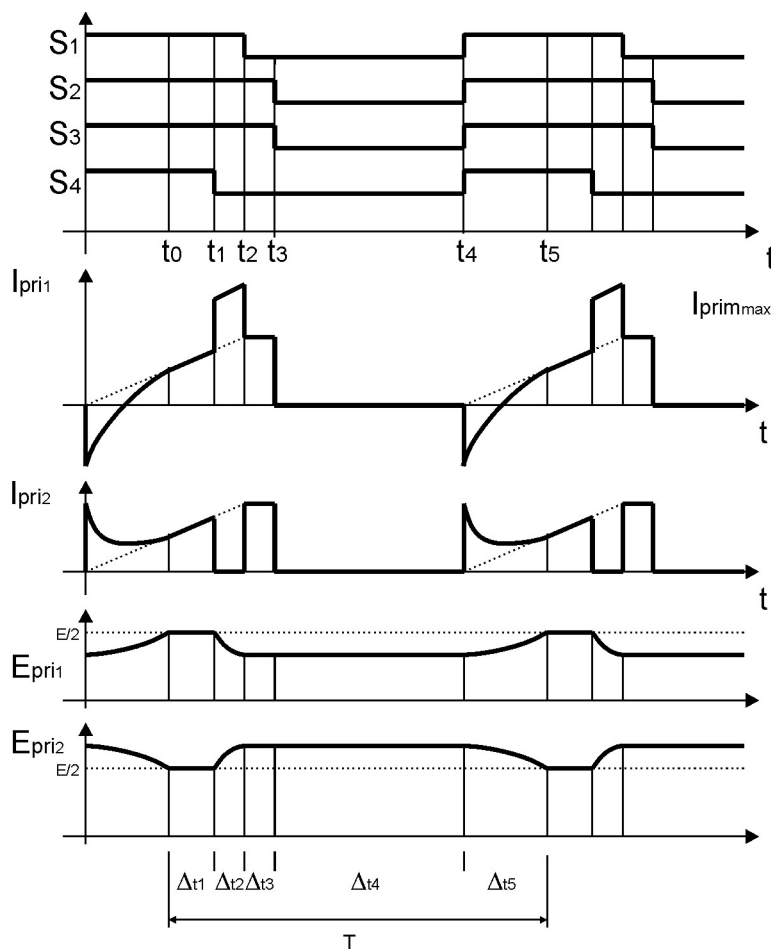


Fig. 4.27 – Principais formas de onda para o conversor operando com atraso no bloqueio de S_1 .

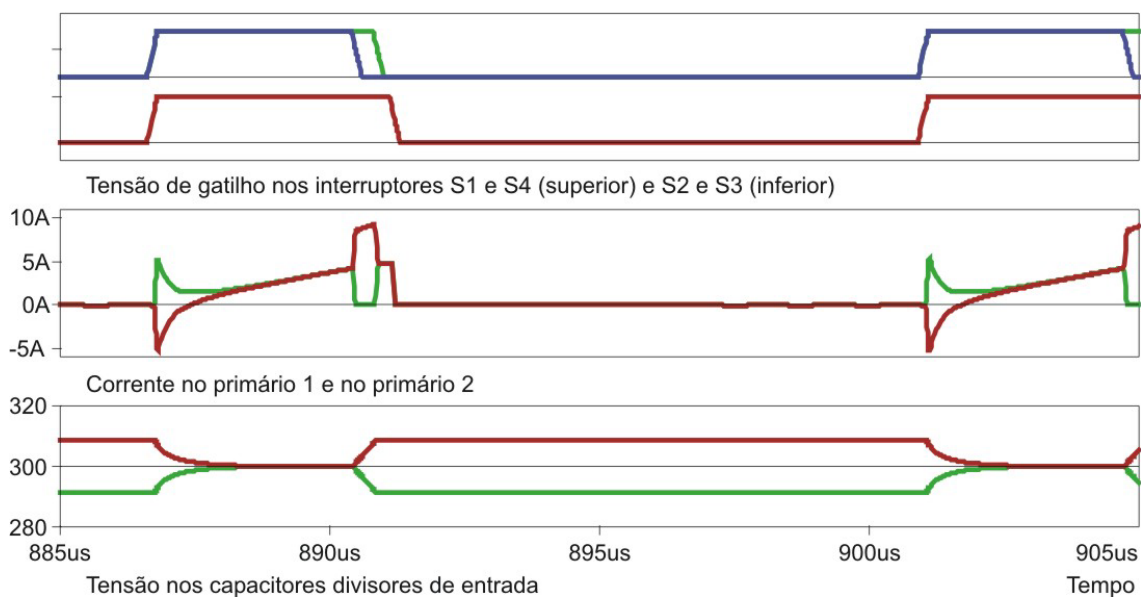


Fig. 4.28 – Simulação do conversor flyback com atraso no bloqueio de S1.

O equilíbrio só se restabelece quando os interruptores são comandados a conduzir novamente. Isto ocorre na etapa 5, onde todos os interruptores são comandados a conduzir e uma corrente de equilíbrio circula de um capacitor para outro.

4.4.2 Interruptor S_1 atrasa na entrada em condução (entra em condução após S_2 , S_3 e S_4)

Neste caso, o efeito do atraso na entrada em condução é parecido com o do atraso no bloqueio. O desequilíbrio ocorrerá da mesma maneira. Porém, aqui este desequilíbrio é menor, uma vez que a energia armazenada no campo magnético é nula inicialmente, e provoca uma corrente de desequilíbrio menor. As etapas foram agrupadas e são mostradas na Fig. 4.29.

Nota-se que, como é S_1 que atrasa na entrada em condução, agora o desequilíbrio traduz-se por um aumento na tensão de C_1 e uma diminuição na tensão de C_2 . A Fig. 4.30 mostra as formas de onda para este desequilíbrio.

As equações que descrevem as etapas são as mesmas, porém, em etapas diferentes. A descrição etapa por etapa fica redundante, uma vez que as equações já foram levantadas, e, no caso de projeto, o pior caso é o atraso no bloqueio.

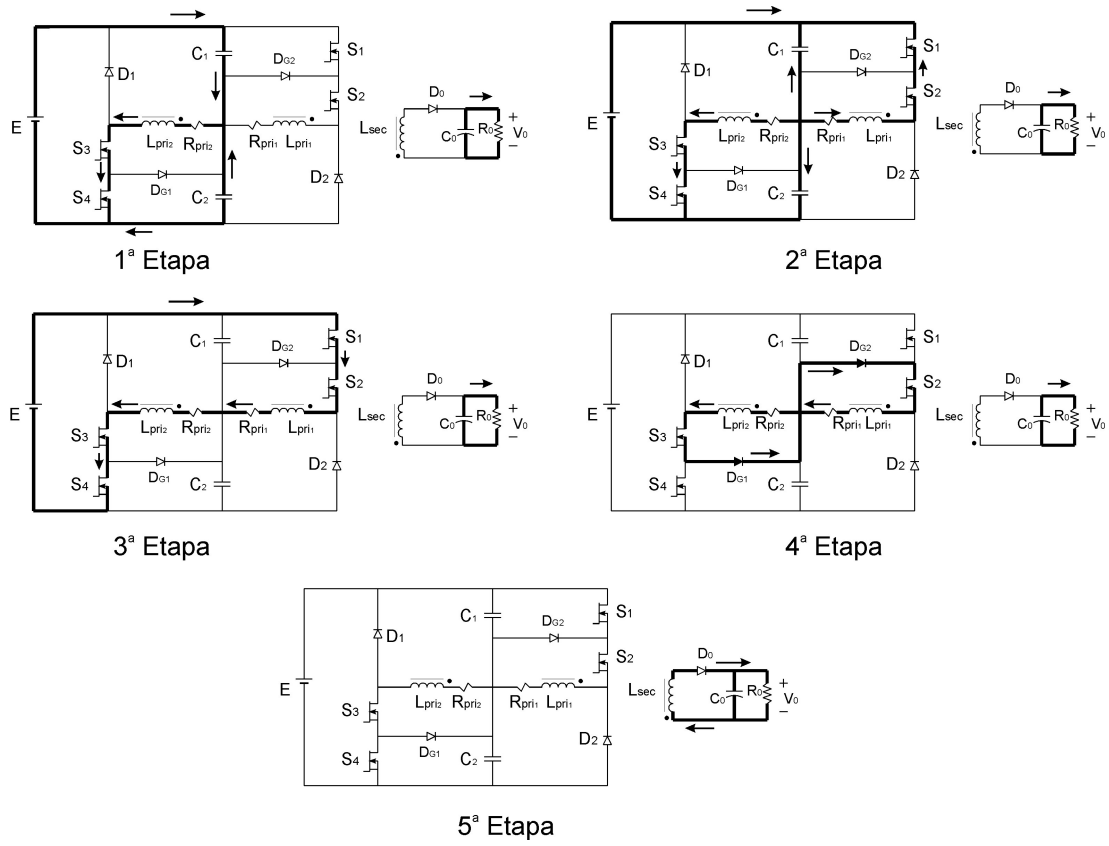


Fig. 4.29 – Etapas para o desequilíbrio de S_1 na entrada em condução.

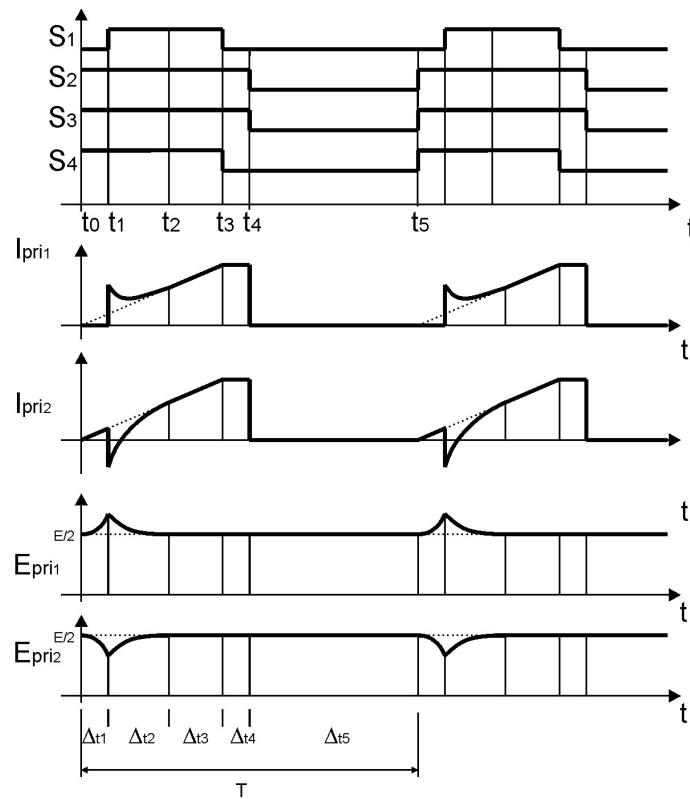


Fig. 4.30 – Formas de onda para o desequilíbrio de S_1 na entrada em condução.

A simulação mostrada na Fig. 4.31 ilustra as distorções no comando.

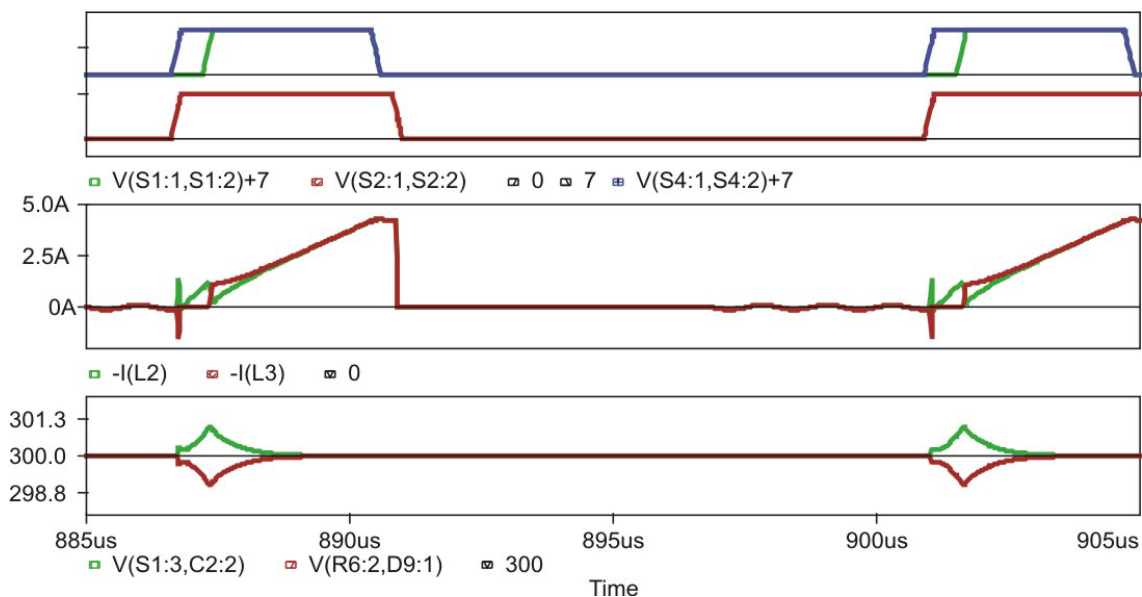


Fig. 4.31 – Simulação do conversor flyback com atraso na entrada em condução de S1.

4.5 Resultados Experimentais

Para a visualização das formas de onda apresentadas na teoria, alguns resultados experimentais foram levantados. Estes resultados são mostrados e têm o objetivo de comprovar as características teóricas estudadas. Muitas formas de onda não são idênticas às apresentadas, pois os circuitos montados estão sujeitos a elementos parasitas que não foram levados em conta.

Na Fig. 4.32 e Fig. 4.33 são mostradas as tensões em cada uma das metades dos enrolamentos primários no conversor duplo-*forward*. A primeira figura mostra essas tensões sobrepostas, identificando assim o equilíbrio entre as mesmas. A segunda figura apresenta estas tensões separadas, identificando a mesma forma de onda e dando credibilidade à informação dada pela primeira figura.

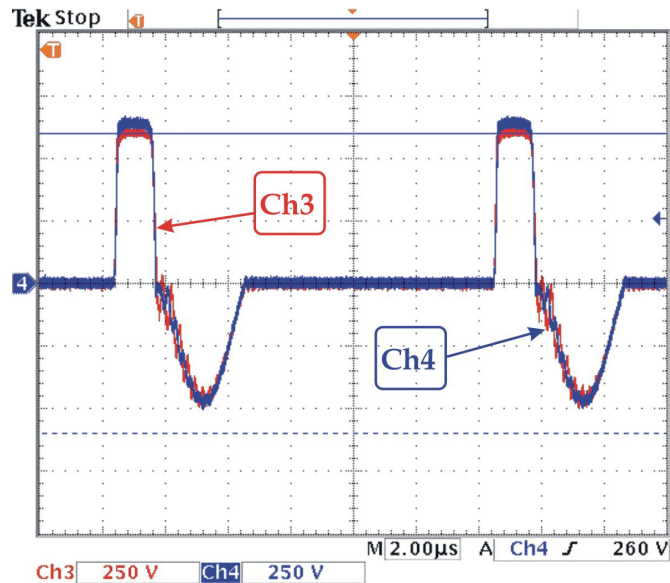


Fig. 4.32 – Tensão nas duas metades do enrolamento primário (Ch3: 250V/div; Ch4: 250V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

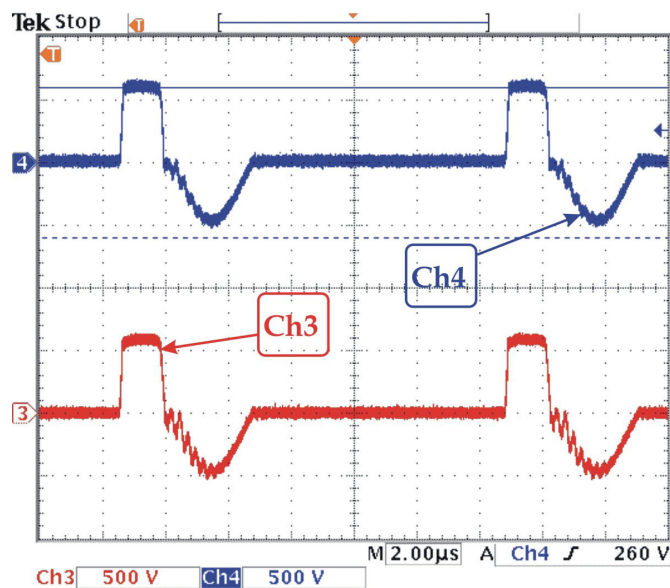


Fig. 4.33 – Tensão nas duas metades do enrolamento primário (Ch4:500V/div; Ch3: 500V/div). Escala de tempo: 2µs/div.

A Fig. 4.34 mostra as correntes nas duas metades do lado primário do transformador no conversor *forward*. A forma de onda do canal 1 (Ch 1) é a corrente do enrolamento L_{pri1} . A corrente neste enrolamento tende a dobrar quando o interruptor S_4 é bloqueado, e os demais interruptores se mantêm em condução. Nota-se que, neste instante, a corrente do enrolamento L_{pri2} tende a zero, podendo assumir valores negativos. Há uma oscilação nas correntes após o bloqueio. Nota-se ainda um pico elevado de corrente no canal 2, indicando uma entrada em condução indesejada do interruptor S_4 . De qualquer maneira, o que se quer mostrar é o momento em que o

enrolamento L_{pri1} assume o dobro da corrente final da primeira etapa no lado primário, como descrito na teoria.

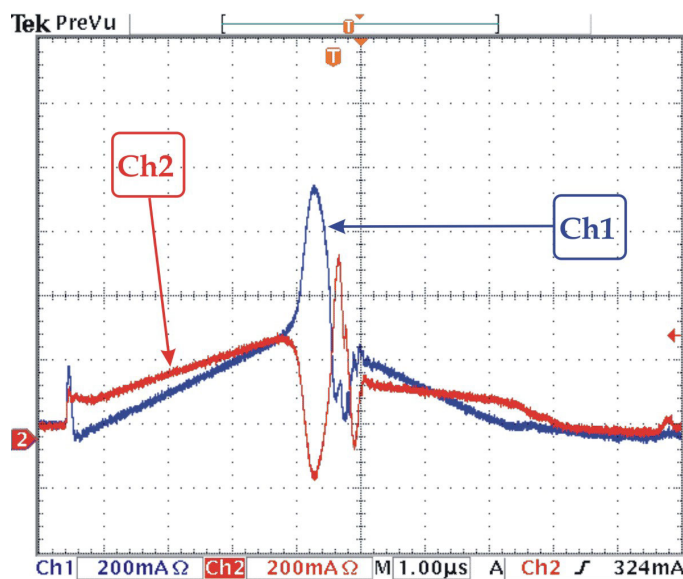


Fig. 4.34 – Corrente nas duas metades do lado primário do transformador (Ch1: 200mA/div; Ch2: 200mA/div) – ênfase no atraso no bloqueio de S_1 . Escala de tempo: 1μs/div.

Na Fig. 4.35 um atraso na entrada em condução de S_4 foi imposto. Nota-se que a corrente no canal 2 (Ch 2) permanece nula. Já a corrente no canal 1 (Ch 1) apresenta um pico elevado com um valor superior ao esperado, uma vez que este enrolamento também assume o pico de corrente de entrada em condução dos diodos de saída.

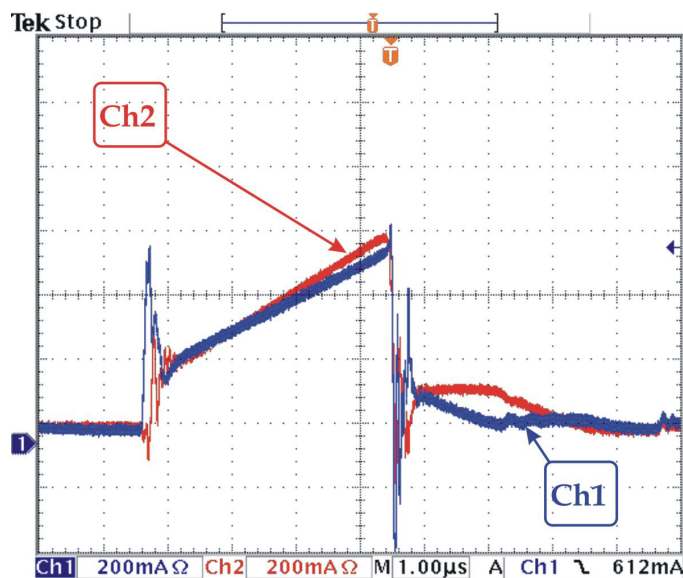


Fig. 4.35 – Corrente nas duas metades do enrolamento primário do transformador (Ch1: 200mA/div; Ch2: 200mA/div) – ênfase no atraso da entrada em condução de S_1 . Escala de tempo: 1μs/div.

A Fig. 4.36 evidencia uma diferença elevada nas correntes que, sob condições normais, deveriam ser idênticas. Porém mostra uma tendência clara ao equilíbrio, identificada na proximidade das áreas sob as curvas de corrente.

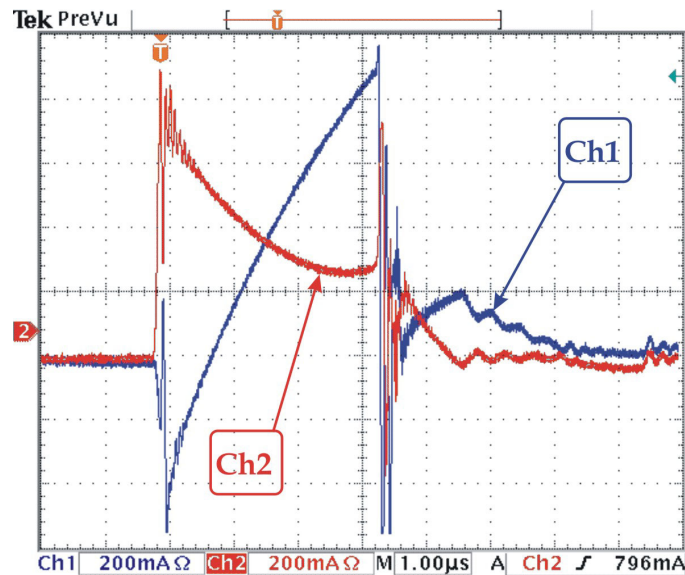


Fig. 4.36 - Corrente nas duas metades do enrolamento primário do transformador (Ch1: 200mA/div; Ch2: 200mA/div) – aumento da distorção das correntes na busca do equilíbrio. Escala de tempo: 1µs/div.

A principal característica destes conversores é a capacidade de manter, ou forçar o equilíbrio de tensão dos capacitores de entrada, mesmo com atrasos maiores nos interruptores. Esta característica faz com que na medida que os comandos ficam distorcidos, ou sofram atrasos, as correntes nos enrolamentos primários se distorcem mais para poder trazer as tensões nos capacitores de entrada para a situação de equilíbrio de tensão.

Na Fig. 4.37 é mostrada a tensão em cada uma das metades do enrolamento do lado primário no conversor *flyback*. A figura mostra essas tensões sobrepostas, identificando assim o equilíbrio entre as mesmas.

A Fig. 4.38 mostra as correntes nos enrolamentos primários deste mesmo conversor. Pode-se observar que as correntes nos dois enrolamentos primários estão sobrepostas na mesma escala. Nota-se que também ocorre uma compensação de corrente devido às diferenças no comando.

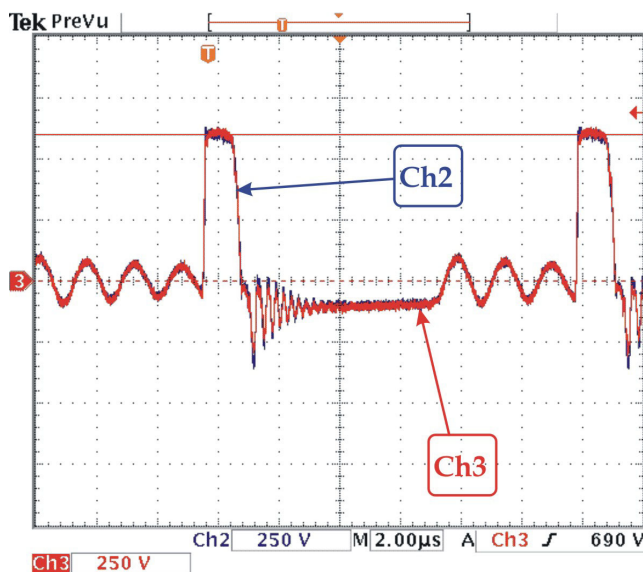


Fig. 4.37 – Tensão nas duas metades do enrolamento primário (Ch2: 250V/div; Ch3: 250V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

A corrente em um dos enrolamentos eleva-se no bloqueio, devido a uma distorção nesta etapa. A entrada em condução também mostra uma distorção, uma vez que os picos de correntes são opostos, um em relação ao outro.

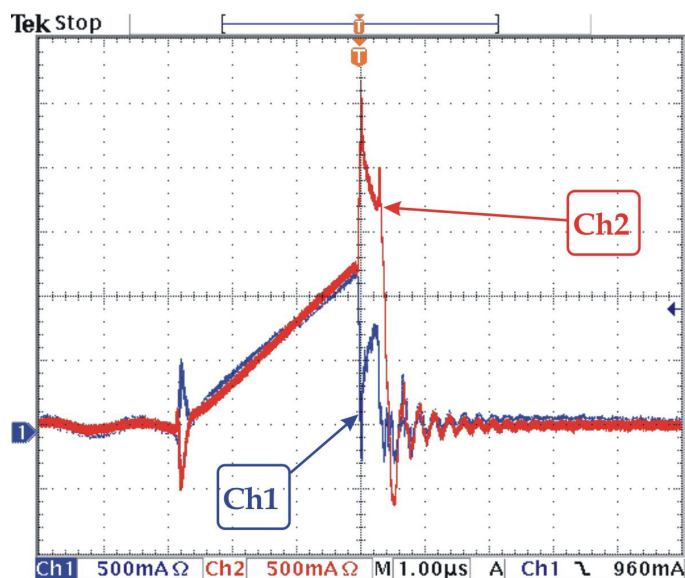


Fig. 4.38 - Corrente nas duas metades do enrolamento primário do transformador (Ch1: 500mA/div; Ch2: 500mA/div). Escala de tempo: 1µs/div.

As figuras Fig. 4.39 e Fig. 4.40 mostram com detalhe estas distorções, tanto no bloqueio (Fig. 4.39), como na entrada em condução (Fig. 4.40) das chaves.

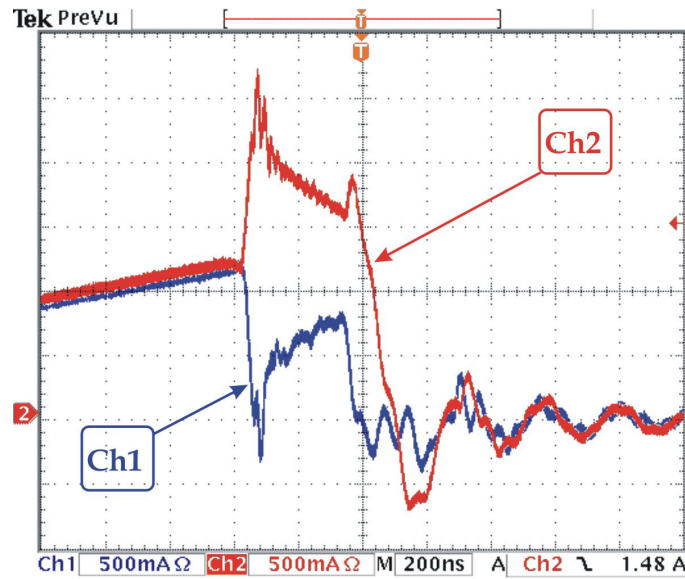


Fig. 4.39 – Corrente nas duas metades do lado primário do transformador (Ch1: 500mA/div; Ch2: 500mA/div)– detalhe da distorção no bloqueio. Escala de tempo: 200ns/div.

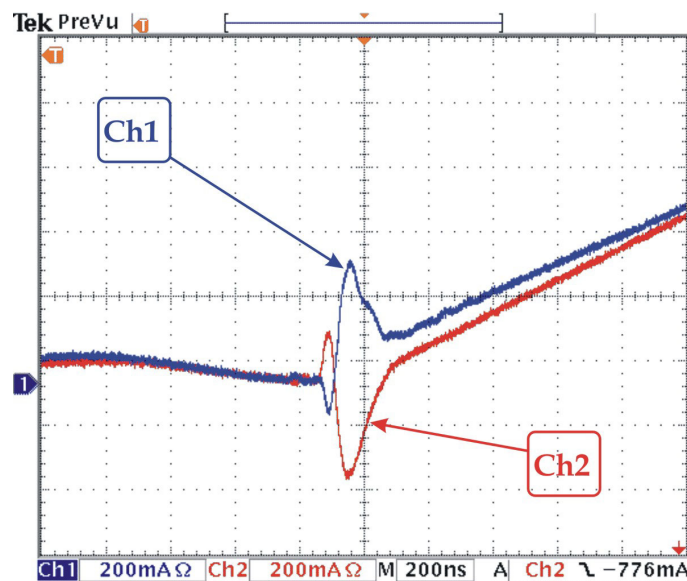


Fig. 4.40 – Corrente nas duas metades do primário do transformador (Ch1: 200mA/div; Ch2: 200mA/div) – detalhe da distorção na entrada em condução. Escala de tempo: 200ns/div.

Todas estas formas de onda não identificam claramente as etapas de operação quando há a ocorrência de atraso, ou adiantamento no comando de algum dos interruptores. Esta dificuldade encontra-se, principalmente, devido ao fato de que não é muito simples introduzir um atraso proposital isolado em cada interruptor. Estes atrasos são realizados aumentando-se o valor das resistências em série com o sinal de

gatilho. Porém, as formas de onda apresentadas foram suficientes para que as tendências e o entendimento do mecanismo de equilíbrio fossem claros. Dessa forma, a construção de um protótipo que possibilitasse um atraso bem determinado e controlado não se justificou.

4.6 Conclusão

Este capítulo figura como um dos pontos-chaves de todo o estudo realizado. Mostrou-se aqui que qualquer perturbação no comando pode tornar sem utilidade os conversores novos apresentados. Dessa forma, a solução proposta é de grande valia, tornando o equilíbrio de tensão natural ao funcionamento do conversor.

Apresentou-se o mecanismo de transferência de energia, e de troca de cargas entre os capacitores de entrada. Mostrou-se que o equilíbrio dos capacitores de entrada se dá no momento em que todos os interruptores estão em condução. Dessa forma, ficam claros os problemas que podem aparecer decorrentes da operação em razões cíclicas muito baixas.

Portanto, amplitudes muito grandes de variação de carga, ou de tensão de entrada, levam a uma distribuição desigual da tensão nos capacitores divisores. Quando essas amplitudes de variação aparecem juntas, o caso fica ainda mais crítico. Os picos de corrente, limitados apenas pelas resistências série dos enrolamentos primários, podem ser elevados. Há também a possibilidade de que o tempo para que os capacitores se equilibrem seja insuficiente, fazendo com que as tensões nos capacitores de entrada mantenham uma diferença.

Conclui-se, desta maneira, que o mecanismo de equilíbrio é simples e eficiente, funcionando muito bem, uma vez que o conversor esteja numa faixa de operação adequada. Aplicado a fontes auxiliares, o projeto pode ser otimizado de forma a se buscar esta faixa de operação.

CAPÍTULO 5

CONVERSOR DUPLO-MEIA-PONTE

5.1 Introdução

O presente capítulo tem por objetivo dar continuidade à investigação sobre possíveis topologias que reduzam a tensão sobre os interruptores.

O conversor a ser apresentado é uma estrutura que apresenta dois conversores em cascata, resultado da combinação em série de uma topologia clássica – o conversor meia-ponte [13, 28]. O enrolamento primário deste conversor é colocado em série, reduzindo a tensão de bloqueio sobre os interruptores à metade da tensão de entrada. Cada um dos enrolamentos secundários do conversor também aparece em série, para cada semiciclo.

Este conversor foi detalhadamente estudado segundo a referência [28], e é apresentado neste capítulo como uma possível solução, como objeto de comparação às topologias apresentadas. Na configuração sugerida são mantidas as características de saída, controle, comutação do conversor meia-ponte clássico, com a tensão sobre os interruptores reduzida à metade.

O objetivo deste capítulo é descrever, detalhadamente, o funcionamento deste conversor bem como o dimensionamento dos componentes, para que seja possível uma comparação com os conversores novos apresentados.

5.2 Apresentação do conversor

O conversor a ser descrito é resultado da associação em série de dois conversores meia-ponte. Na Fig. 5.1 é apresentado o conversor mostrando detalhes das referências de tensão e corrente adotadas para o equacionamento.

Os capacitores em série na entrada C_1 , C_2 , C_3 e C_4 dividem esta tensão em quatro partes. Cada par de capacitores, C_1 e C_2 , e C_3 e C_4 , representam, juntamente com

os respectivos interruptores S_1 e S_2 , e S_3 e S_4 , um conversor meia-ponte. A esses conversores estão associados os enrolamentos primários V_{pri1} e V_{pri2} .

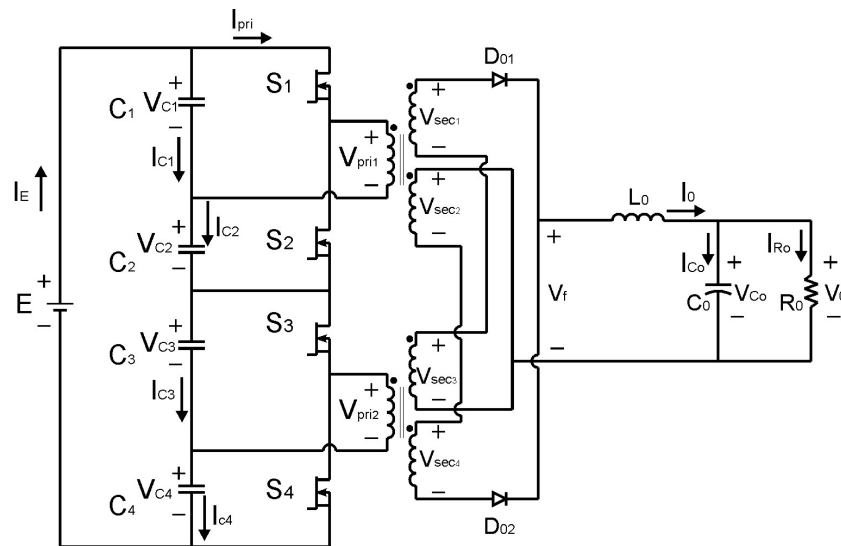


Fig. 5.1 – Conversor duplo-meia-ponte: convenções utilizadas no equacionamento.

Os enrolamentos secundários V_{sec1} e V_{sec3} estão ligados em série, juntamente com o diodo de saída D_{O1} . O diodo de saída D_{O2} está em série com V_{sec2} e V_{sec4} . A carga é representada pelo filtro de saída L_O e C_O , e o resistor de carga R_O .

A seguir, são apresentadas detalhadamente as etapas de operação e as principais equações que governam a estrutura.

5.3 Etapas de funcionamento

Para a simplificação da análise são adotadas as seguintes considerações:

- o circuito opera em regime permanente;
- os transformadores, bem como todos os interruptores semicondutores de potência, são ideais;
- os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 são considerados como fontes de tensão constante com valor $E/4$;
- o indutor de saída é considerado suficientemente grande para ser considerado como uma fonte de corrente constante.

5.3.1 1ª Etapa (t_0, t_1)

Em $t=t_0$ os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir. O diodo de saída D_{O1} é polarizado diretamente, transferindo energia da fonte de alimentação para a carga. Durante esta etapa, o diodo D_{O2} se mantém bloqueado devido à sua polarização reversa. A tensão sobre a carga é igual à soma das tensões dos enrolamentos secundários V_{sec1} e V_{sec3} .

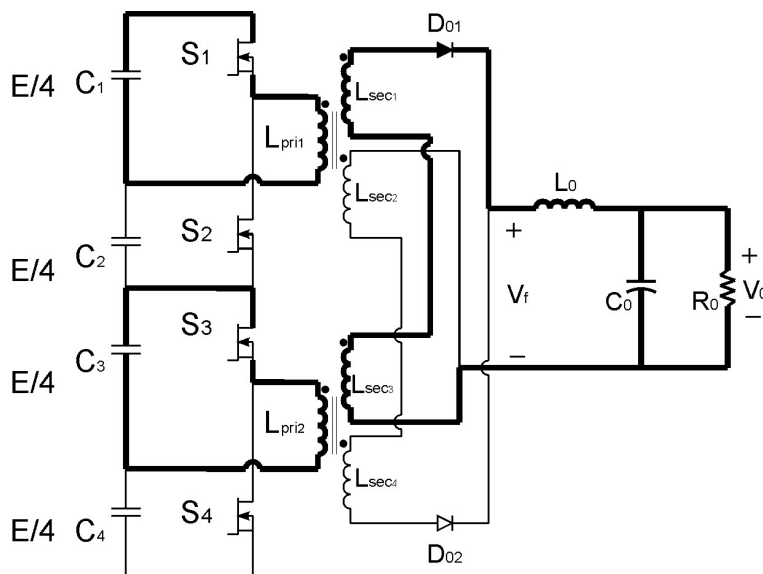


Fig. 5.2 - Primeira etapa de funcionamento.

A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 5.2.

Pode-se concluir desta etapa que a tensão nos interruptores S_1 e S_3 é nula, uma vez que os interruptores estão em condução.

$$V_{S1} = V_{S3} = 0 \tag{5.1}$$

Os interruptores S_2 e S_4 estão bloqueados com a tensão $E/2$.

$$V_{S2} = V_{S4} = \frac{E}{2} \tag{5.2}$$

A tensão no enrolamento primário dos transformadores é igual a $1/4$ da tensão de entrada.

$$V_{pri1} = V_{pri2} = \frac{E}{4} \tag{5.3}$$

A tensão no ponto V_f é a soma das tensões nos enrolamentos secundários em série que estão conduzindo, onde fica definida a relação de transformação por (5.6).

$$V_{\text{sec1}} = V_{\text{sec2}} = \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pri}}} \frac{E}{4} \quad (5.4)$$

$$V_f = n \frac{E}{2} \quad (5.5)$$

$$n = \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pri}}} \quad (5.6)$$

A tensão sobre o indutor de saída é igual à tensão V_f menos a tensão de saída V_o . A corrente de saída obedece então à expressão (5.7).

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{(V_f - V_o)}{L_o} = \frac{1}{L_o} \left(n \frac{E}{2} - V_o \right) \quad (5.7)$$

A corrente no diodo D_{O1} é igual a corrente de saída, e em D_{O2} a corrente é zero. As correntes nos interruptores S_1 e S_3 são iguais às correntes nos enrolamentos primários dos transformadores, enquanto que nos interruptores S_2 e S_4 são nulas.

5.3.2 2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados. A segunda etapa está representada na figura Fig. 5.3. Logo após o comando de bloqueio, os capacitores intrínsecos dos MOSFETs carregam-se rapidamente com a corrente de saída I_o .

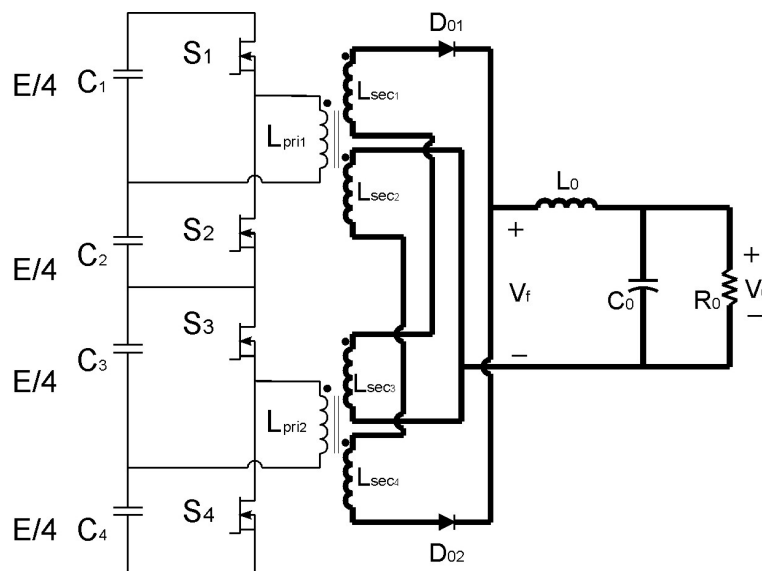


Fig. 5.3 – Segunda etapa de funcionamento.

A indutância de saída mantém a continuidade da corrente distribuindo a corrente nos enrolamentos secundários. Como os transformadores são considerados

ideais, admite-se também que estas correntes são distribuídas igualmente e que as tensões nos enrolamentos primários são iguais a zero.

As tensões sobre os interruptores ficam então iguais a $E/4$. As tensões nos enrolamentos secundários, bem como a tensão V_f , são iguais a zero. A corrente no indutor de saída passa a ser governada pela seguinte expressão:

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_o}{L_o} \tag{5.8}$$

A corrente nos diodos de saída é igual à metade da corrente em L_o .

5.3.3 3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir. O diodo D_{O2} é polarizado diretamente, entrando em condução. O diodo D_{O1} estará polarizado reversamente e, conseqüentemente, bloqueado. A Fig. 5.4 mostra esta etapa de funcionamento.

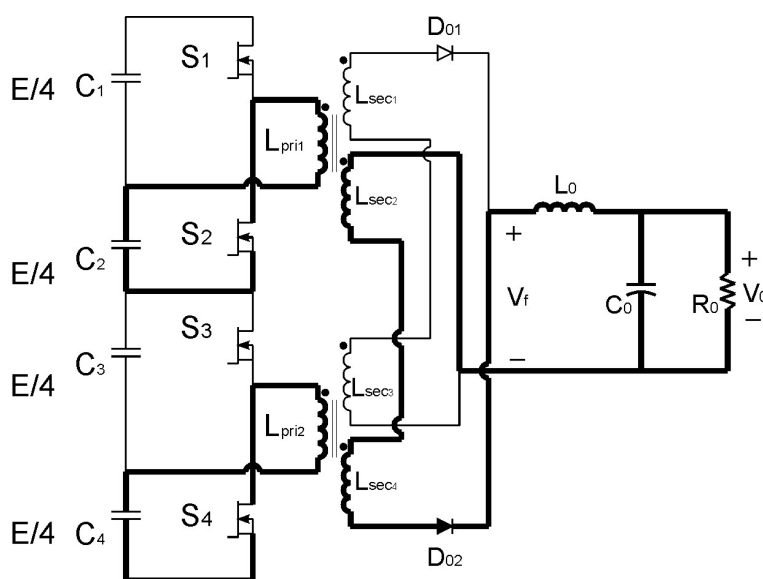


Fig. 5.4 – Terceira etapa de funcionamento.

Esta etapa é análoga à primeira etapa, com as tensões de S_1 e S_3 sendo a metade da tensão de entrada. As tensões sobre os interruptores que estão conduzindo são iguais a zero.

As tensões nos enrolamentos primários dos transformadores são iguais a $1/4$ da tensão de entrada, porém agora invertidas ($-1/4E$).

A equação da corrente sobre o interruptor de saída é a mesma da primeira etapa (equação (5.7)).

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{E}{2} \quad (5.9)$$

A tensão V_f é igual a duas vezes $\frac{1}{4}$ da tensão de entrada refletida ao lado secundário, também como na primeira etapa (equação (5.5)).

5.3.4 4ª Etapa (t_3, t_4)

Na Fig. 5.5 está representada a quarta etapa de funcionamento, na qual os interruptores S_2 e S_4 são comandados a bloquear.

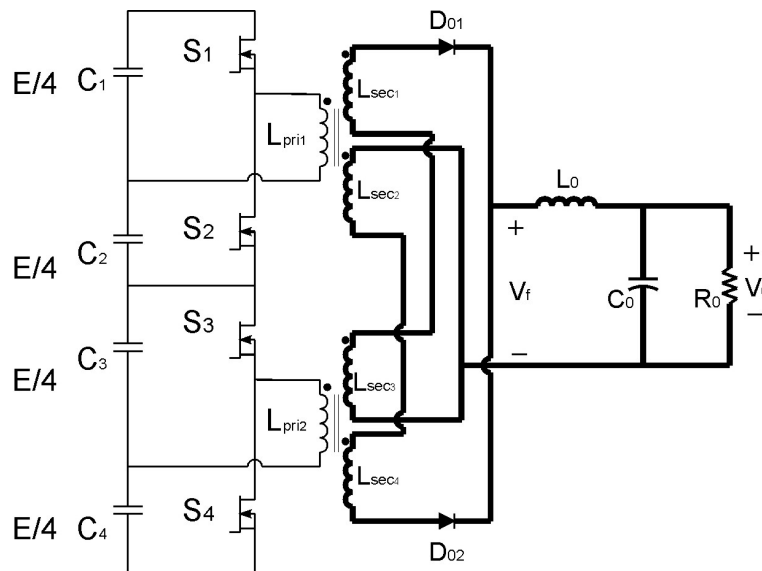


Fig. 5.5 – Quarta etapa de funcionamento.

Esta etapa é idêntica à segunda etapa de funcionamento e todas as equações aqui se repetem da mesma maneira, tanto para as tensões nos interruptores e enrolamentos primários, quanto para a corrente de saída.

5.3.5 Principais formas de onda

As principais formas de onda das etapas apresentadas são mostradas na Fig. 5.6 e na Fig. 5.7. No primeiro gráfico são mostrados os sinais de comando dos quatro interruptores.

Abaixo do comando, na Fig. 5.6, é mostrada a corrente no enrolamento primário dos transformadores (no caso são iguais). As correntes nos interruptores, dois a dois, são mostradas em seguida. As correntes nos diodos de saída D_{01} e D_{02} são

mostradas logo abaixo. Por último, o gráfico inferior mostra a corrente ondulada no indutor de saída.

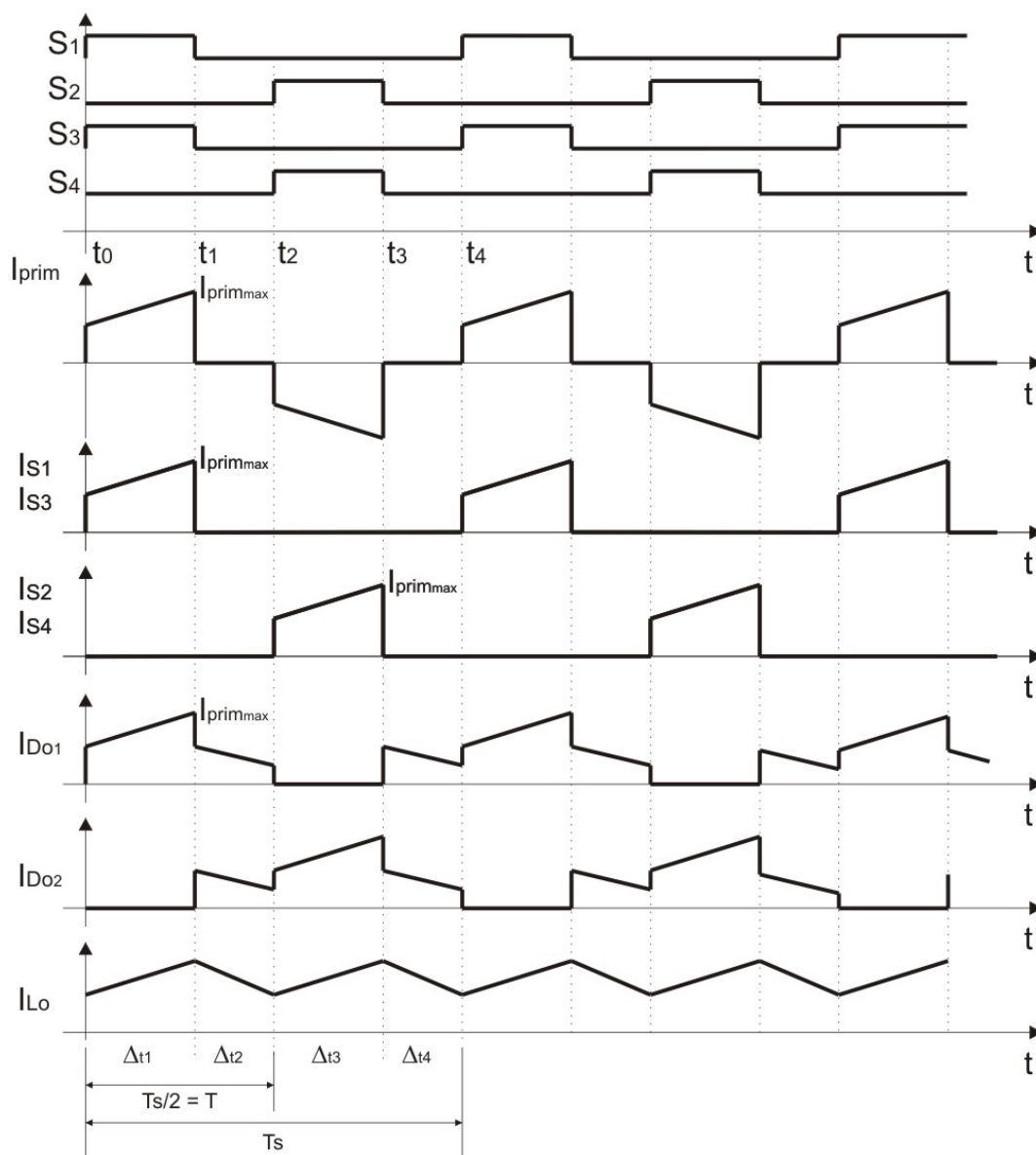


Fig. 5.6 – Principais formas de onda de corrente.

Na Fig. 5.7 são mostradas as formas de tensão mais relevantes. O comando também é apresentado no primeiro gráfico para facilitar a interpretação das outras formas de onda. A tensão sobre os interruptores, mostrada dois a dois, identifica o seu valor máximo quando os mesmos estão bloqueados, conforme foi afirmado na análise das etapas de operação. A tensão no enrolamento primário dos transformadores também é apresentada, sendo igual para os dois transformadores.

A tensão aplicada à carga, convencionada aqui como V_f , é mostrada no gráfico mais inferior da figura. Uma característica interessante deste conversor é verificada aqui: ele impõe ao filtro de saída o dobro da frequência de comutação, podendo, desta forma, diminuir o volume da indutância de saída.

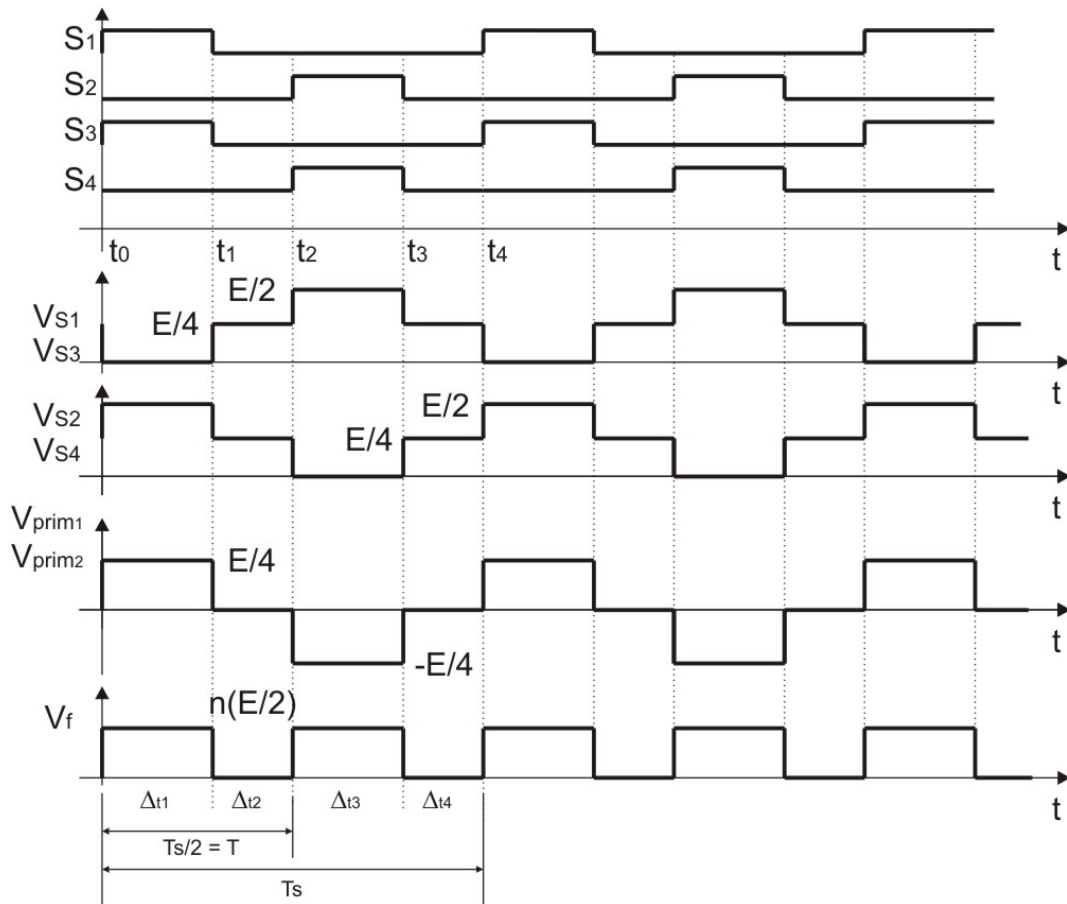


Fig. 5.7 - Principais formas de onda de tensão.

5.4 Análise matemática

A análise matemática é baseada nas formas de onda apresentadas. Um resumo dos principais pontos é feito aqui, uma vez que esta análise já foi apresentada na literatura [46]. Este resumo tem a intenção de apresentar as principais equações a fim de se poder dimensionar, adequadamente, o conversor apresentado.

5.4.1 Tensão média na carga

O valor médio de tensão na carga é calculado a partir do princípio de que a tensão média em regime permanente sobre o indutor de saída é zero. A equação que

define a tensão média é dada em (5.10), onde a razão cíclica pode ser variável de 0 a 1. Isto é definido em função da tensão aplicada à carga V_f .

$$V_o = \frac{1}{2} D n E \quad (5.10)$$

Então, a razão cíclica é definida conforme a expressão (5.11), onde t_{on} é o tempo em que a tensão V_f está “alta”, e T é a metade do período de comutação.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (5.11)$$

$$T = \frac{T_s}{2} \quad (5.12)$$

5.4.2 Ganho estático

A razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, o ganho estático G , pode então ser representado pela expressão (5.13).

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{2} n D \quad (5.13)$$

5.4.3 Ondulação da corrente no indutor

Para o cálculo da ondulação de corrente nos indutores de saída, toma-se a diferença entre a corrente máxima e mínima de saída. A expressão que define esta ondulação é dada por:

$$\Delta I_{L_o} = n \frac{E}{2} \frac{1}{L_o} \frac{1}{2f_s} D(1-D) \quad (5.14)$$

Pode-se derivar a equação em função de D e obter-se o valor máximo de ondulação possível. Esta ondulação máxima ocorre quando $D=0,5$. Substituindo-se este valor em (5.14), obtém-se a expressão (5.15).

$$\Delta I_{L_{o\max}} = \frac{nE}{16L_o f_s} \quad (5.15)$$

5.4.4 Corrente máxima e mínima no indutor de saída

Pode-se escrever a corrente máxima no indutor de saída em função da corrente de carga. Esta expressão é dada por:

$$I_{L_{o\max}} = I_o + \frac{V_o}{2f_s L_o} (1-D) \quad (5.16)$$

Da mesma forma a corrente mínima é dada por:

$$I_{L_{o\min}} = I_o - \frac{V_o}{2f_s L_o} (1-D) \quad (5.17)$$

5.4.5 Ondulação de tensão na carga

Para o cálculo da ondulação de tensão parte-se da premissa de que toda a ondulação de corrente no indutor de saída passa pelo capacitor.

$$\Delta I_{L_o} = \Delta I_{C_o} \quad (5.18)$$

Escrevendo-se as expressões da corrente alternada no capacitor em função da ondulação de corrente no indutor, pode-se chegar à expressão para a ondulação de tensão no capacitor de saída em (5.19).

$$\Delta V_o = \frac{nE}{256f_s^2 L_o C_o} \quad (5.19)$$

Substituindo-se em função de V_o , e escrevendo para a razão cíclica máxima, tem-se a equação (5.20).

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{64f_s^2 L_o C_o} \quad (5.20)$$

5.4.6 Tensão máxima nos interruptores

A tensão máxima nos interruptores é obtida a partir da Fig. 5.7.

$$V_{S1_{\max}} = V_{S2_{\max}} = V_{S3_{\max}} = V_{S4_{\max}} = \frac{E}{2} \quad (5.21)$$

5.4.7 Corrente de pico nos interruptores

A corrente de pico nos interruptores é igual à corrente de pico no enrolamento primário do transformador. Esta corrente é a mesma corrente de pico no indutor de saída referida ao lado primário.

$$I_{S_{\max}} = I_{prim_{\max}} = n \left(I_o + \frac{V_o}{2f_s L_o} (1-D) \right) \quad (5.22)$$

Aqui, ressalta-se que a corrente magnetizante dos transformadores é desprezada. Esta corrente de pico nos interruptores pode também ser escrita para o caso do conversor ter múltiplas saídas (5.23).

$$I_{S_{\max}} = \sum_k n_k \left(I_O + \frac{V_{O_k}}{2f_s L_{O_k}} (1-D) \right) \quad (5.23)$$

5.4.8 Corrente média nos interruptores

Da mesma forma que o cálculo da corrente de pico, toma-se a corrente média nos interruptores como sendo a média da corrente no enrolamento primário de um dos transformadores durante o intervalo de tempo equivalente à primeira ou terceira etapa. A corrente no lado primário evolui como a corrente no indutor de saída refletida.

Desta maneira chega-se à expressão da corrente média dada por:

$$I_{S_{\text{med}}} = \frac{nD}{2} I_O \quad (5.24)$$

Para $D_{\max} = 1$, pode-se escrever a expressão (5.24) como:

$$I_{S_{\text{medmax}}} = \frac{1}{2} I_O \quad (5.25)$$

No caso de múltiplas saídas, pode-se reescrever a equação (5.25) como:

$$I_{S_{\text{medmax}}} = \frac{1}{2} \sum_k n_k D I_{O_k} \quad (5.26)$$

5.4.9 Corrente eficaz nos interruptores

O valor de corrente eficaz nos interruptores é calculado integrando-se a mesma expressão utilizada para cálculo da corrente média, só que ao quadrado. Aqui, algumas simplificações foram adotadas no sentido de diminuir os termos da expressão. A ondulação da corrente de saída é suficientemente pequena para ser desprezada.

A expressão para a corrente eficaz fica então:

$$I_{S_{ef}} = n I_O \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (5.27)$$

Pode-se fazer novamente $D = 1$, e a equação (5.24) fica então:

$$I_{S_{efmax}} = \frac{nI_o}{\sqrt{2}} \quad (5.28)$$

Pode-se fazer uma aproximação para múltiplas saídas, escrevendo a equação (5.28) como (5.29).

$$I_{S_{efmax}} = \sum_k n_k I_{O_k} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (5.29)$$

5.4.10 Dimensionamento do diodo de saída

A corrente máxima nos diodos de saída é igual à corrente de pico de saída. Esta corrente pode ser aproximada pela corrente média de saída (considerando a ondulação de corrente pequena).

A corrente média nesses diodos é dada pela equação (5.30), já considerando a razão cíclica máxima.

$$I_{D_o} = \frac{I_o}{2} \quad (5.30)$$

5.5 Projeto e simulação

O projeto a ser apresentado segue as mesmas características dos projetos anteriores, com o mesmo número de saídas e a mesma potência.

5.5.1 Especificações

O projeto implementado é especificado de acordo com a Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações do projeto implementado.

Tensão de entrada nominal	$E = 1200V_{CC}$	
Tensão de entrada mínima	$E_{min} = 250V_{CC}$	
Frequência de comutação	$f = 70kHz$	
Tensões e correntes de saída	$V_{O1} = 5V_{CC}$	$I_{O1} = 1A$
	$V_{O2} = 15V_{CC}$	$I_{O2} = 1,5A$
	$V_{O3} = -15V_{CC}$	$I_{O3} = 0,7A$
	$V_{O4} = 15V_{CC}$	$I_{O4} = 1A$

	$V_{O5} = 15V_{CC}$	$I_{O5} = 1A$
	$V_{O6} = 15V_{CC}$	$I_{O6} = 1A$
	$V_{O7} = 24V_{CC}$	$I_{O7} = 0,3A$
	$V_{O8} = 15V_{CC}$	$I_{O8} = 50mA$
Potência total de saída	$P_O = 90,95W$	
Rendimento esperado	$\eta \cong 80\%$	
Ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_O = 5\%$	
Ondulação da corrente no indutor de saída	$\Delta I_{Lo} = 25\%$	

5.5.2 Resultados obtidos na simulação

A seguir, são mostradas as principais formas de onda identificando as correntes e tensões nos principais elementos de potência. Essas simulações foram feitas buscando um entendimento claro das etapas de funcionamento mostradas aqui e utilizadas nos equacionamentos.

A Fig. 5.8 mostra no gráfico superior a tensão aplicada sobre o gatilho dos interruptores. Pode-se perceber que entre as duas tensões de gatilho há um defasamento, identificando o comando complementar dos interruptores superiores e inferiores de cada conversor meia-ponte.

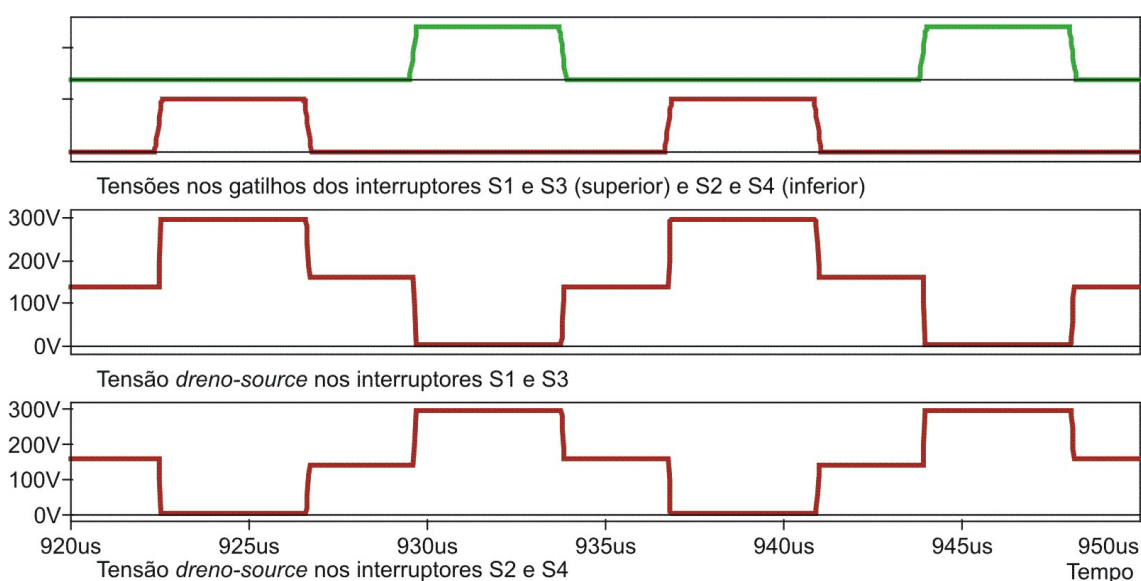


Fig. 5.8 – Resultados de simulação: tensão de gatilho e tensão dreno-source nos interruptores.

A tensão sobre os interruptores é mostrada logo abaixo do sinal de disparo na Fig. 5.8. O valor de tensão de bloqueio não ultrapassa a metade do valor da tensão de entrada ($E = 1200V$). Também há um equilíbrio nas tensões quando os dois interruptores estão bloqueados. O sinal de tensão é o mesmo para cada par de interruptores que formam os conversores meia-ponte.

A Fig. 5.9 apresenta novamente, no gráfico superior, os sinais de comando dos interruptores. Logo abaixo, são identificadas as correntes nos enrolamentos primários dos transformadores. A corrente sobre qualquer um dos enrolamentos primários possui a mesma forma de onda e a mesma amplitude. As correntes nos diodos de saída são mostradas no gráfico inferior. Nota-se a divisão da corrente nos dois diodos quando a corrente de saída está em roda livre (interruptores bloqueados).

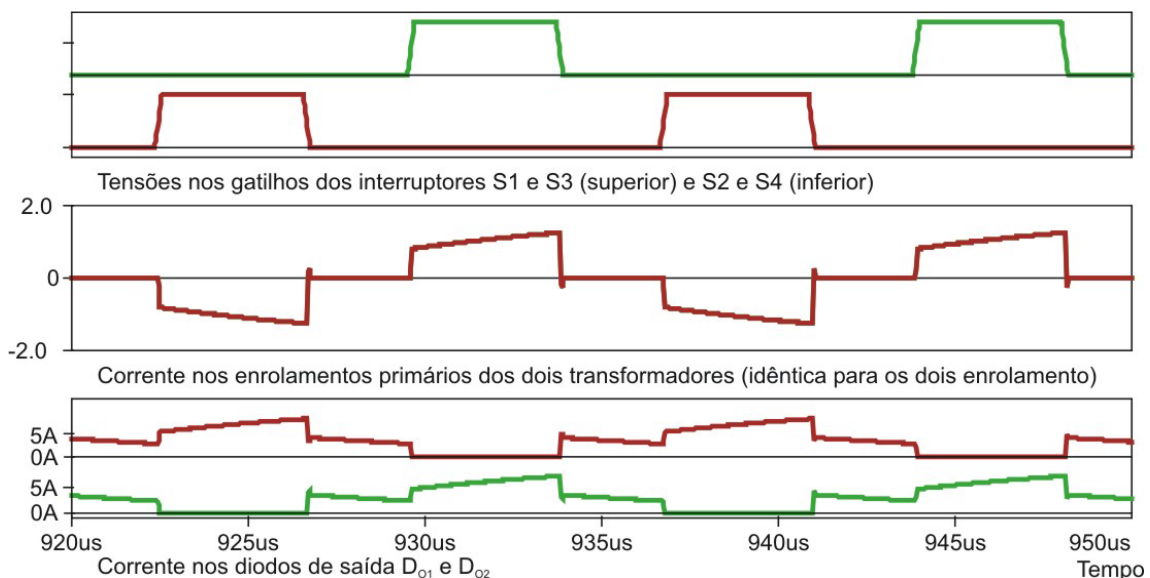


Fig. 5.9 – Resultados de simulação: corrente nos enrolamentos primários dos transformadores e nos diodos de saída.

A Fig. 5.10 mostra a tensão aplicada ao filtro de saída, identificada como tensão V_f . Este gráfico foi apresentado na mesma base de tempo dos gráficos anteriores, o que torna possível identificar a frequência das formas de onda como sendo o dobro da frequência dos sinais de gatilho, por exemplo. Esta é uma das vantagens do conversor apresentado. A ondulação de corrente na saída de maior potência pode ser identificada no segundo gráfico da figura. A tensão nesta saída também é mostrada e está um pouco acima dos 15V. Na realidade esta tensão deverá ficar entre 18V e 20V para que seja possível alimentar um regulador linear.

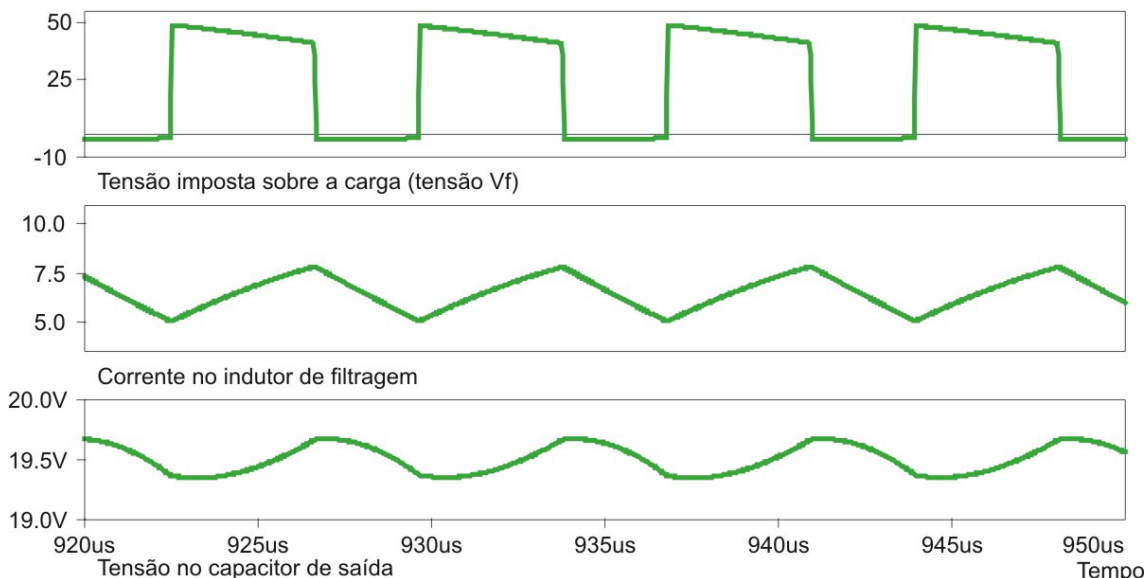


Fig. 5.10 – Resultados de simulação: tensão aplicada ao filtro de saída (Vf), corrente e tensão na saída de maior potência.

Para que fosse possível identificar as etapas de operação apresentadas na análise teórica, são apresentadas na Fig. 5.11 as formas de onda de tensão no enrolamento primário de um dos transformadores (as tensões em qualquer enrolamento primário devem ser iguais), corrente em um enrolamento primário (também iguais para qualquer lado primário) e a tensão aplicada ao filtro de saída. Os intervalos de tempo que identificam cada etapa também são mostrados para facilitar o entendimento.

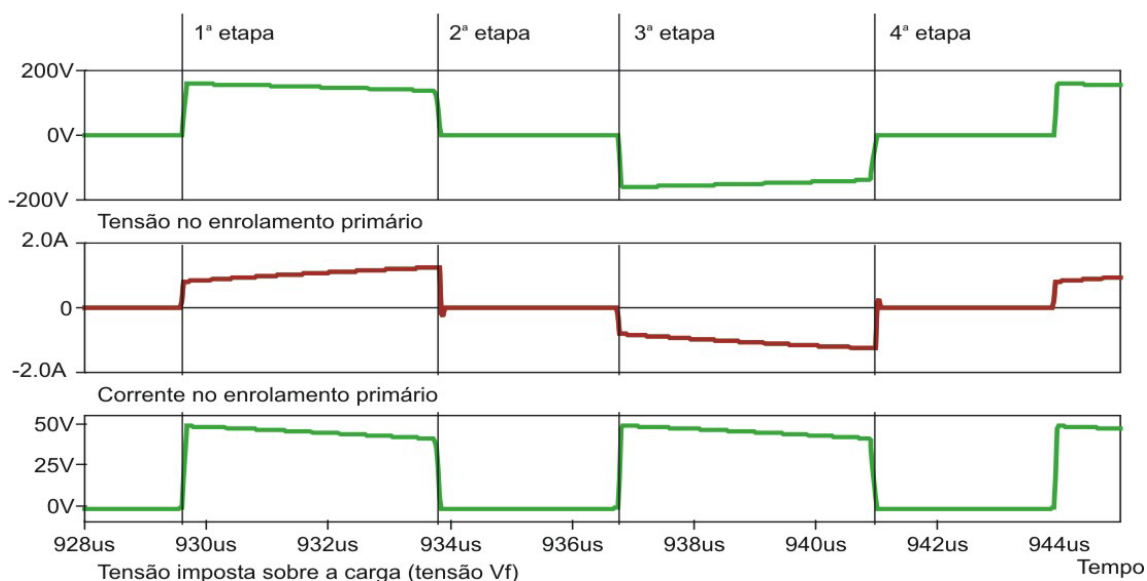


Fig. 5.11 – Resultados de simulação– identificação das etapas: tensão no enrolamento primário, corrente no enrolamento primário e tensão imposta sobre a carga.

5.6 Resultados Experimentais

Os componentes utilizados na montagem, e dimensionados de acordo com o equacionamento apresentado, são listados a seguir.

5.6.1 Valores dos componentes de potência utilizados

A Tabela 5.2 apresenta a lista dos principais componentes de potência escolhidos. Por razões de diminuição da ondulação da tensão de saída, utilizou-se o critério da resistência série equivalente para a escolha dos capacitores, bem como, padronizou-se todas as saídas.

Tabela 5.2- Listagem dos principais componentes de potência escolhidos.

Componente	Código	Características	Fabricante
Interruptores	IRFBE30G	$V_{DSS} = 800V$ $R_{DS(on)} = 3,0\Omega$ $I_D = 2,1A$	Internacional Rectifiers
Diodos do lado primário	MUR1100E	$V_{RRM} = 1000V$ $I_{F(AV)} = 1A.$	Motorola
Transformadores	EE30/14		Thornton
Indutores de saída	EE20		Thornton
Capacitores de saída		$3,3\mu F$	
Diodos de saída	MUR120	$V_{RRM} = 200V$ $I_{F(AV)} = 1A$	Motorola

5.6.2 Apresentação dos resultados

As formas de onda de tensão foram adquiridas para uma tensão de entrada de $300V_{cc}$, $600V_{cc}$ e $1200V_{cc}$. A Fig. 5.12, a Fig. 5.13 e a Fig. 5.14 representam as tensões nos interruptores S_1 e S_2 para esses respectivos valores da tensão de entrada.

Nota-se que nessas figuras, as tensões de bloqueio nos interruptores nunca ultrapassam a metade do valor da tensão de entrada. Também é possível verificar a evolução da razão cíclica, que vai diminuindo na medida que a tensão de entrada vai aumentando.

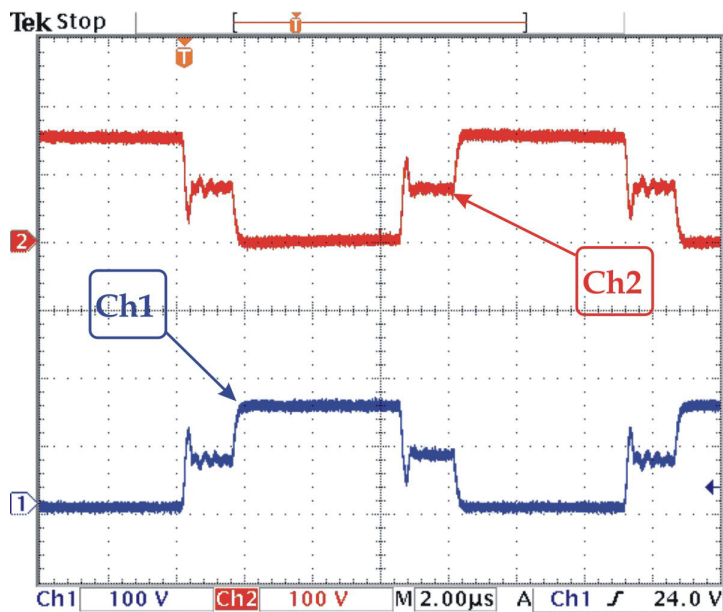


Fig. 5.12 – Tensão sobre o interruptor S_1 (Ch1: 100V/div) e S_2 (Ch2: 100V/div) para uma tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2µs/div.

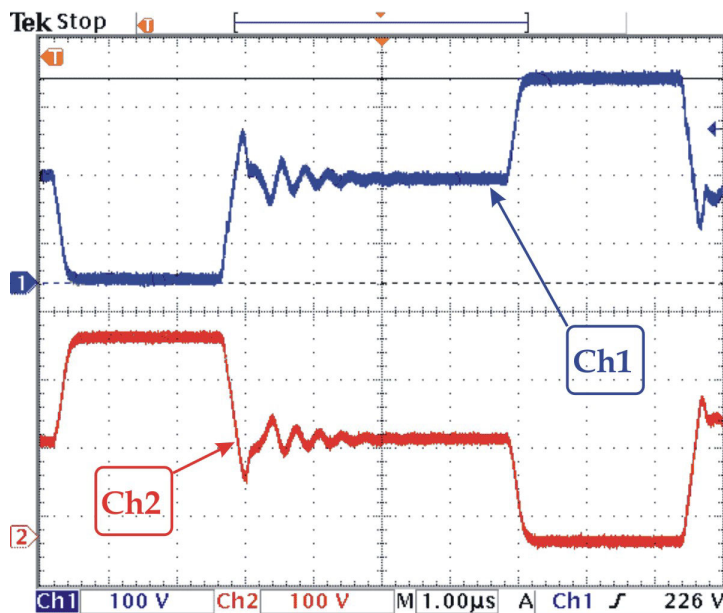


Fig. 5.13 – Tensão sobre o interruptor S_1 (Ch1: 100V/div) e S_2 (Ch2: 100V/div) para uma tensão de entrada de 600V. Escala de tempo: 1µs/div.

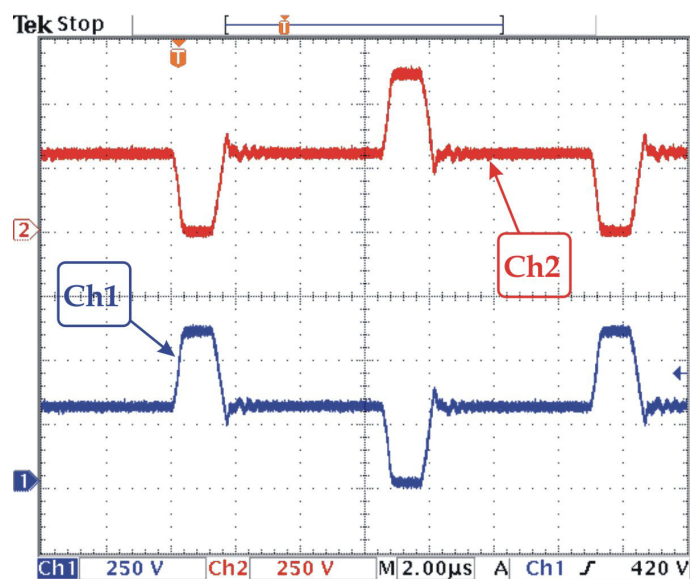


Fig. 5.14 – Tensão sobre o interruptor S_1 (Ch1: 250V/div) e S_2 (Ch2: 250V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 2µs/div.

Para o caso onde a tensão de entrada é igual a 600V, são mostradas as tensões nos interruptores superpostas na Fig. 5.15.

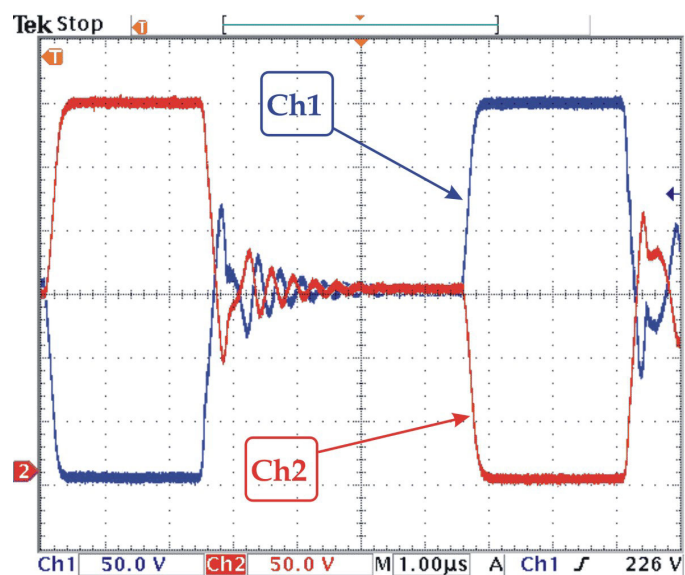


Fig. 5.15 – Tensão sobre os interruptores S_1 (Ch1: 50V/div) e S_2 (Ch2: 50V/div) superpostas. Escala de tempo: 1µs/div.

Esta tensão de entrada de 600Vcc é comparada à tensão sobre o interruptor S_1 e mostrada na Fig. 5.16.

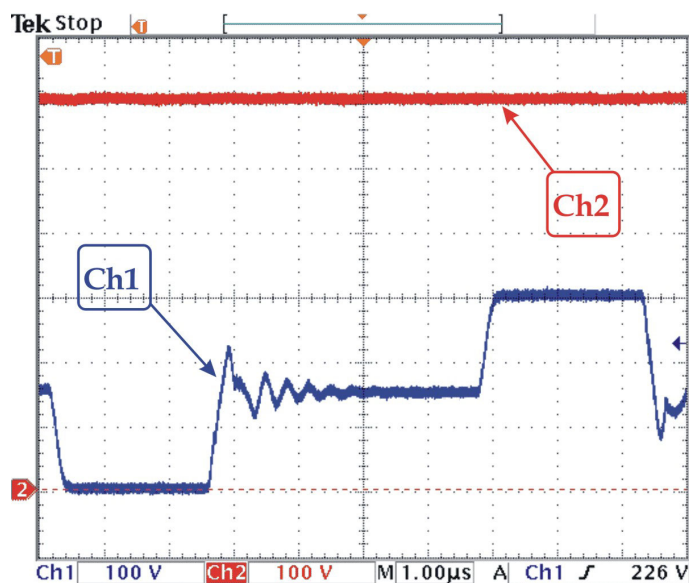


Fig. 5.16 – Tensão sobre o interruptor S_1 (Ch1: 100V/div) e tensão de entrada (Ch2: 100V/div). Escala de tempo: 1µs/div.

Também para este caso apresenta-se as correntes no enrolamento primário de cada um dos transformadores na Fig. 5.17.

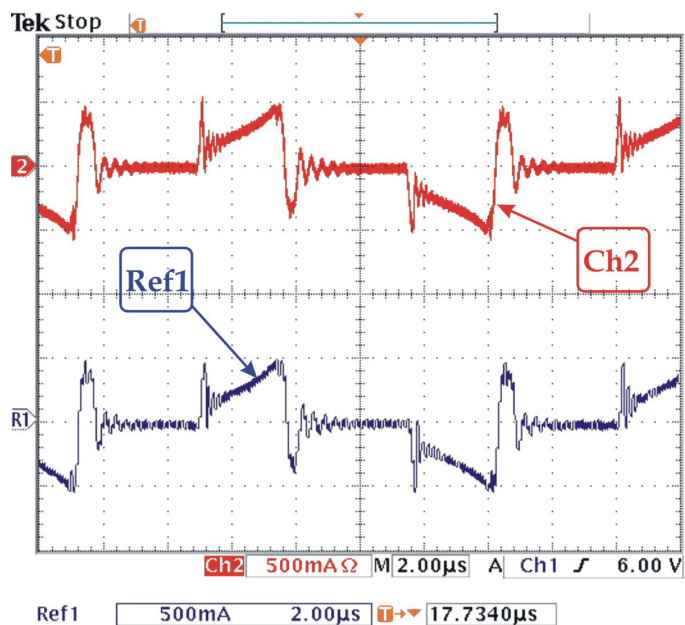


Fig. 5.17 – Corrente no enrolamento primário do transformador 1 (Ch2: 500mA/div) e no enrolamento primário do transformador 2: (Ch2:500mA/div). Escala de tempo: 2µs/div.

A tensão V_f em um dos enrolamentos secundários é mostrada na Fig. 5.18. Esta tensão é aplicada ao filtro de saída, ou seja, indutor mais capacitor e carga. A tensão após o indutor também é apresentada nesta figura e mostra uma das saídas regulada em, aproximadamente, $15V_{CC}$.

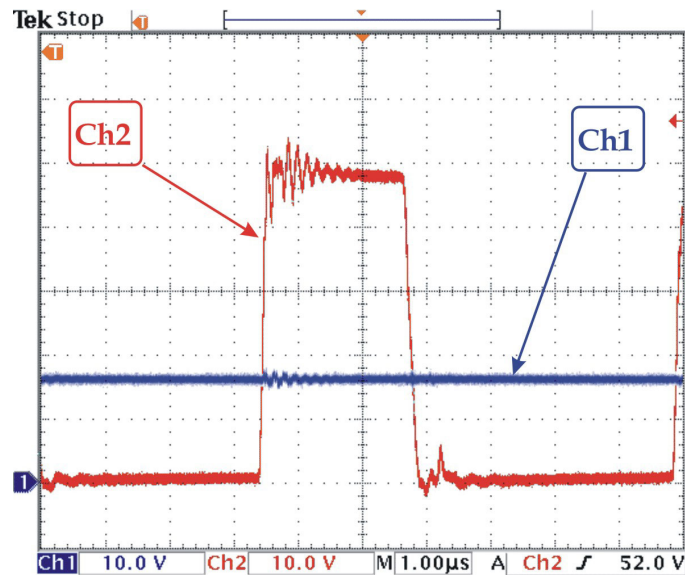


Fig. 5.18 – Tensão sobre o capacitor de uma das saídas (Ch1: 10V/div) e tensão V_f nesta mesma saída (Ch2: 10V/div). Escala de tempo: 1µs/div.

As tensões em cada um dos transformadores são mostradas para o caso de mínima e máxima tensão de entrada na Fig. 5.19 e na Fig. 5.20.

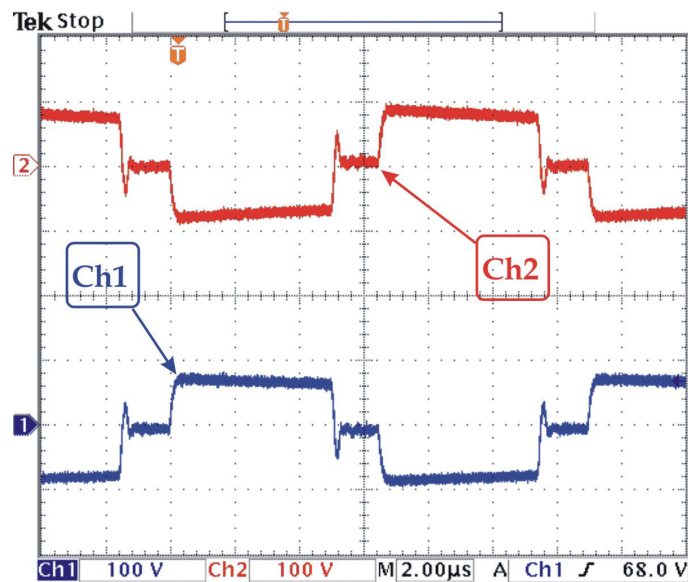


Fig. 5.19 – Tensão no enrolamento primário do transformador 1 (Ch2: 100V/div) no enrolamento primário do transformador 2 (Ch1: 100V/div) para a tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2µs/div.

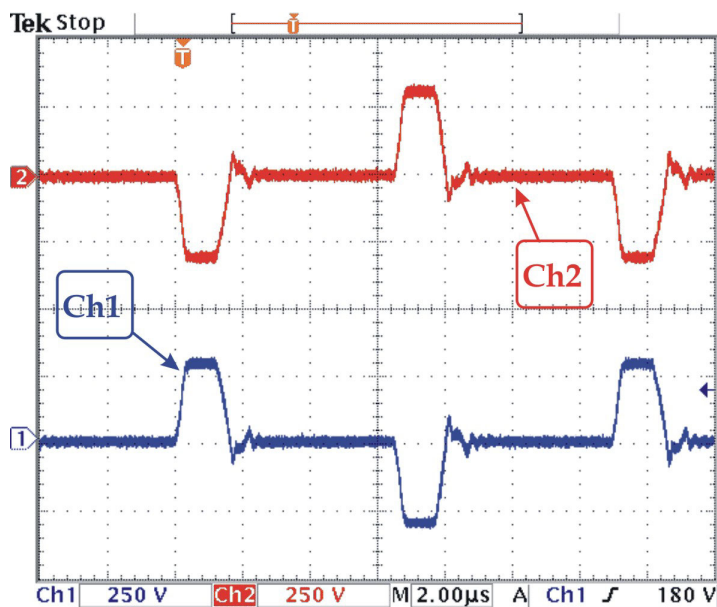


Fig. 5.20 – Tensão no enrolamento primário do transformador 1 (Ch2: 250V/div) no enrolamento primário do transformador 2 (Ch1: 250V/div) para a tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 2µs/div.

Estes valores de tensão são iguais à metade da tensão de barramento de cada um dos conversores meia ponte, que no caso, como estão associados em série, correspondem à um quarto do valor total da tensão de entrada.

Para o controle utiliza-se o modelo do conversor *buck*, fazendo-se as devidas adaptações devido ao uso do transformador. Este modelo é utilizado usualmente, e nenhuma ênfase especial é dada ao mesmo, uma vez que o estudo em questão não considera degrau na variação da tensão de entrada ou mesmo na carga. A variação da tensão de entrada é feita de forma suave e os valores de tensão na saída regulada em função desta variação são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Variação da tensão na saída regulada em função da variação da tensão de entrada.

Tensão de entrada	Tensão na saída regulada
300V	18,74V
400V	18,73V
500V	18,73V
600V	18,73V
700V	18,73V

800V	18,73V
900V	18,73V
1000V	18,73V
1100V	18,73V
1200V	18,73V

5.7 Conclusão

O conversor apresentado mostra que a técnica de associação de conversores em cascata também é útil quando se necessita de redução da tensão nos interruptores. Bem empregada, esta técnica pode levar a vantagens interessantes.

Este conversor apresenta, como uma de suas vantagens, o fato de que a frequência de saída apresentada ao filtro de saída é o dobro da frequência de comutação. Dessa forma, o filtro de saída pode ser reduzido, tornando-o menos volumoso e mais estável com relação à dinâmica do mesmo em malha fechada. O comando também é simples, pois os interruptores dos dois conversores meia-ponte são comandados, dois a dois, com o mesmo sinal.

Porém, o elevado número de enrolamentos secundários, pode trazer desvantagens. Em questões de ordem prática e econômica, principalmente, tantos enrolamentos custam tempo de produção, bem como exigem espaço suficiente para a alocação de todos os terminais na placa de circuito impresso. Há também o fato de que são necessários dois transformadores.

Como já é um conversor conhecido e testado na prática [46], pode-se dizer que ele atende bem às expectativas de funcionamento dinâmico e em regime permanente. Um protótipo, com as características apresentadas neste trabalho, foi construído. Uma dificuldade encontrada e não relatada é o fato de que, se alimentado sem o ponto médio, este conversor pode ter problemas no balanço das tensões nos capacitores de entrada. Tal assunto é relevante e será tratado com maiores detalhes no capítulo 7.

CAPÍTULO 6

CONVERTOR MEIA-PONTE-TRÊS-NÍVEIS

6.1 Introdução

A estrutura a ser relatada neste capítulo foi introduzida, originalmente, por José Renes Pinheiro e Ivo Barbi em uma tese de doutorado em 1994 [17]. Essa estrutura, batizada de conversor meia-ponte-três-níveis, já se encontra bem explorada e documentada [34]. Justamente por este fato é mostrada de forma resumida.

O conversor três níveis, da mesma forma que os outros conversores apresentados, tem também como principal característica a diminuição da tensão sobre os interruptores. Ainda, a disposição das chaves em série torna o conversor mais robusto e confiável, uma vez que são necessárias a condução simultânea dos quatro interruptores para que ocorra um curto circuito no barramento CC.

São apresentadas, neste capítulo, as etapas de operação do conversor, acompanhadas do equacionamento retirado da literatura já existente. As formas de onda teóricas, bem como aquelas obtidas em simulação, também são mostradas. Um projeto resumido, apresentando apenas os limites de corrente e tensão a que são submetidos os semicondutores, também é descrito.

6.2 Apresentação do conversor

Já é reconhecidamente sabido o grande uso e a vantagem do conversor CC-CC em ponte completa ("*full-bridge*") com comutação sob tensão nula ("*zero-voltage-switching*" - ZVS) em aplicações de média e alta potência. O emprego deste conversor nestas aplicações se justifica, principalmente, devido à presença de características desejáveis dos conversores PWM convencionais e dos ressonantes, sem contudo coexistirem os seus grandes defeitos - altas perdas de comutação e condução.

O grande problema do conversor em ponte completa aparecia, porém, quando da conexão do mesmo a uma elevada tensão de entrada. Este tipo de

configuração é muito comum, pois estes conversores, geralmente, são conectados na saída de estágios retificadores com correção de fator de potência.

Desta necessidade, surgiram os conversores multiníveis. Dentre esses conversores, o conversor a seguir teve grande sucesso na sua implementação em altas potências. Este conversor opera do mesmo modo que o conversor em ponte completa do ponto de vista das comutações. Possui a característica de saída e o controle da potência transferida semelhantes. Entretanto, uma importante diferença deve ser ressaltada: a máxima tensão sobre os MOSFETs restringe-se à metade do valor da tensão de entrada.

O conversor três níveis com comutação suave é apresentado na Fig. 6.1.

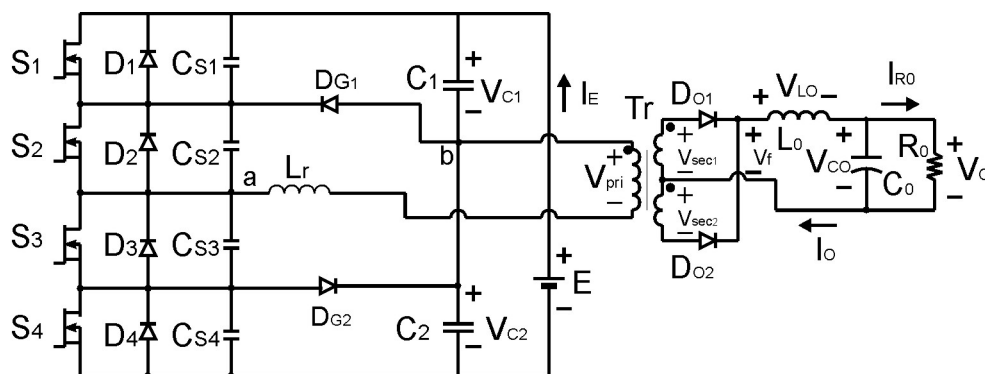


Fig. 6.1 – Conversor meia-ponte-três-níveis.

O braço de comutação principal do conversor três níveis ZVS é formado por S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . Os diodos em antiparalelo com os interruptores são denominados por D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , enquanto C_{S1} , C_{S2} , C_{S3} e C_{S4} são os capacitores empregados para realizar a comutação em zero de tensão. Em muitos casos, quando o interruptor é do tipo MOSFET, nenhum capacitor externo é necessário. Os diodos D_{G1} e D_{G2} são os diodos de grampeamento.

Este conversor apresenta um indutor de comutação, aqui denominado L_r . A indutância deste soma-se à indutância de dispersão do transformador, sendo portanto um indutor externo. O transformador isolador é denominado por Tr .

O estágio de saída é formado pelos retificadores D_{O1} e D_{O2} e o filtro de saída é composto pelo indutor L_0 e pelo capacitor C_0 . A resistência de carga é representada por R_0 .

6.3 Etapas de funcionamento

Para a análise das etapas de operação e das formas de onda do conversor três níveis ZVS, são consideradas as seguintes suposições:

- O circuito opera em regime permanente;
- Todos os interruptores são ideais, isto é, os tempos de comutação e as resistências de condução são considerados nulos;
- As capacitâncias em paralelo com os interruptores são consideradas constantes e de mesmo valor, incorporando as capacitâncias parasitas (transformador, indutor, fiação) do circuito;
- A indutância do filtro de saída é suficientemente grande para que a corrente de saída tenha característica de fonte de corrente constante, e com valor igual à corrente de carga I_O ;
- A corrente de magnetização do transformador é desprezível frente à corrente de carga em estudo.
- As tensões das fontes CC de entrada são consideradas iguais e sem ondulação de tensão.

Considera-se que essas simplificações e suposições não alteram o comportamento do circuito a ser estudado. A operação do circuito, etapa por etapa, é descrita a seguir.

6.3.1 1ª Etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 6.2. Durante esta etapa ocorre a transferência de potência para a carga através de S_1 e S_2 . As tensões v_{S1} e v_{S2} são nulas, v_{S3} e v_{S4} têm valor igual a $E/2$ e a corrente $i_{Lr} = I_O' = I_{pri}$.

A seguinte relação é sempre válida:

$$E = v_{C1} + v_{C2} \quad (6.1)$$

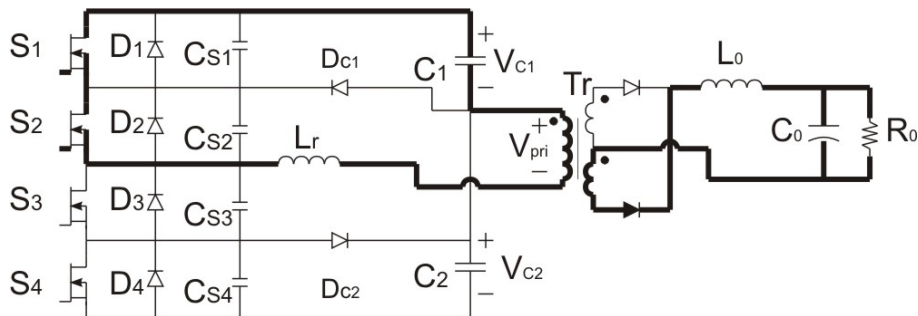


Fig. 6.2 - Primeira etapa de funcionamento

6.3.2 2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 a chave S_1 é bloqueada. As tensões v_{S3} e v_{S4} variam de forma linear até o instante t_2 , quando atingem $E/4$. Do mesmo modo, a tensão no capacitor C_{S1} também varia de forma linear até atingir $E/2$. A segunda etapa está representada na Fig. 6.3.

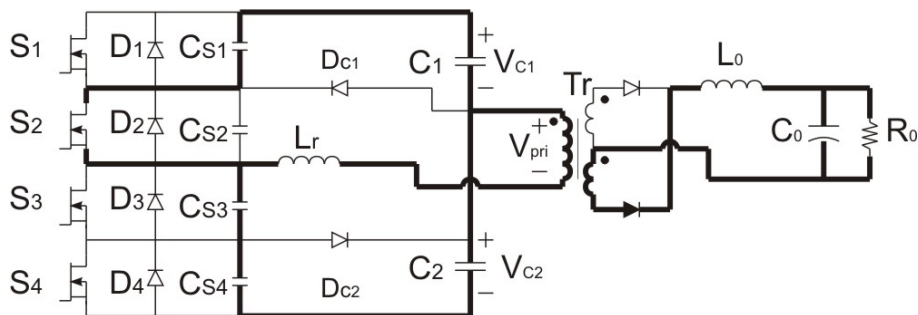


Fig. 6.3 - Segunda etapa de funcionamento

Esta etapa finaliza no instante t_2 , quando o diodo D_{C1} é diretamente polarizado e inicia a conduzir. Nesta etapa a tensão $v_{S2} = 0$, $i_{Lr} = I_{O'}$, e as tensões v_{S1} e $(v_{S3} + v_{S4})$ são dadas por:

$$v_{S1} = \frac{2I_{O_{pri}}}{3C} t \quad (6.2)$$

$$v_{S3} + v_{S4} = E - \frac{2I_{O_{pri}}}{3C} t \quad (6.3)$$

A variável C corresponde à capacitância em paralelo com os interruptores.

6.3.3 3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 quando a tensão no capacitor C_{S1} atinge $E/2$, o diodo D_{C1} é polarizado diretamente, entrando em condução. Durante esta etapa, os diodos do

estágio de saída se mantêm em curto-circuito, configurando-se uma roda-livre através de D_{C1} , S_2 , L_r e o enrolamento primário do transformador. Na Fig. 6.4 tem-se a terceira etapa.

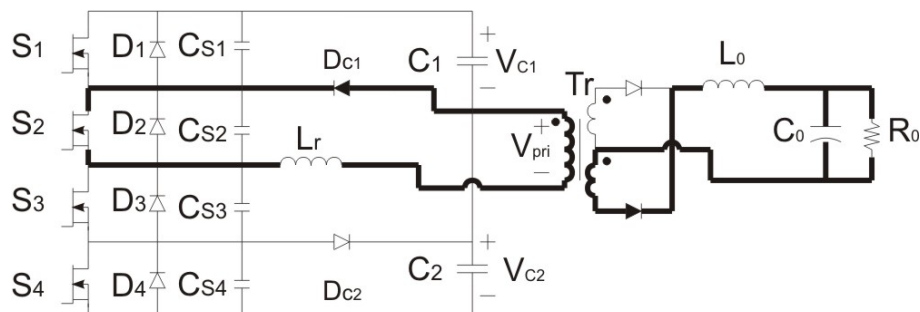


Fig. 6.4 - Terceira etapa de funcionamento.

6.3.4 4ª Etapa (t_3, t_4)

Na Fig. 6.5 está representada a quarta etapa de funcionamento. No instante t_3 o interruptor S_2 é bloqueado. As tensões v_{C3} e v_{C4} variam de forma ressonante até o instante t_2 , quando atingem zero. A tensão no capacitor C_{S2} também varia de forma ressonante até atingir $E/2$.

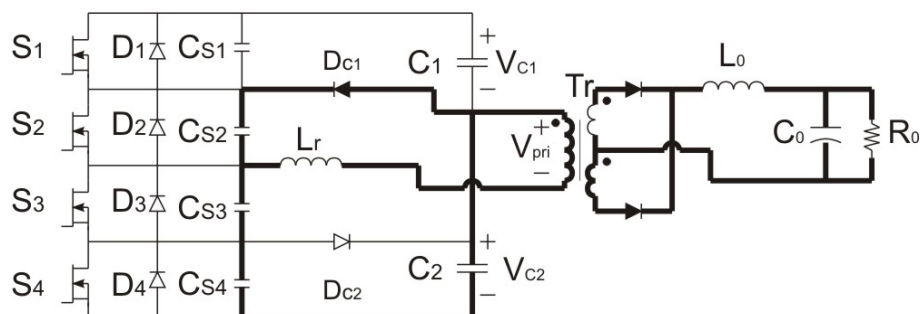


Fig. 6.5 - Quarta etapa de funcionamento.

Para assegurar comutação em zero de tensão (ZVS), a energia armazenada no indutor ressonante L_r deve ser maior do que a energia armazenada nos capacitores.

A tensão no interruptor S_2 , v_{S2} , e a corrente i_{Lr} no indutor ressonante são dados por:

$$v_{S2} = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} I_{O_{pri}} \text{sen}(\omega_r t) \tag{6.4}$$

$$i_{L_r} = I_{O_{pri}} \cos(\omega_r t) \tag{6.5}$$

6.3.5 5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante t_4 , quando as tensões nos capacitores C_3 e C_4 atingem zero, os diodos D_3 e D_4 são polarizados diretamente e entram em condução. A corrente no indutor decresce linearmente. Durante esta etapa, as chaves S_3 e S_4 devem ser comandadas a conduzir. Na Fig. 6.6 tem-se as representações desta etapa.

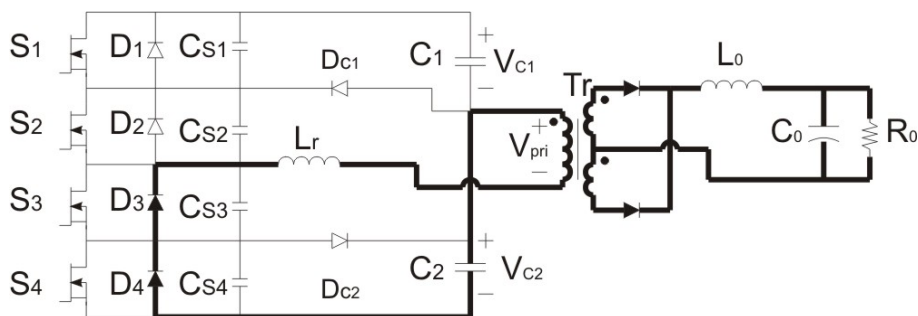


Fig. 6.6 - Quinta etapa de funcionamento.

A energia armazenada no indutor L_r é devolvida para o capacitor C_2 . As tensões nos interruptores ficam $v_{S1} = v_{S2} = E/2$, e $v_{S3} = v_{S4} = 0$. A corrente no indutor L_r pode ser escrita pela seguinte equação:

$$i_{L_r} = \sqrt{I_{O_{pri}}^2 - \left(\frac{E}{2Z_r}\right)^2} - \frac{E}{2L_r}t \quad (6.6)$$

onde Z_r é a impedância de ressonância igual a

$$Z_r = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} \quad (6.7)$$

6.3.6 6ª Etapa (t_5, t_6)

No instante t_5 , a corrente no indutor atinge zero e inverte de sentido, circulando por S_3 e S_4 . Em seguida, a corrente no indutor cresce linearmente, atingindo I_0' no final desta etapa. Na Fig. 6.7 tem-se a sexta etapa.

As tensões sobre os interruptores são $v_{C1} = v_{C2} = E/2$, e $v_{C3} = v_{C4} = 0$ e a corrente no indutor é dada por:

$$i_{L_r} = -\frac{E}{2L_r}t \quad (6.8)$$

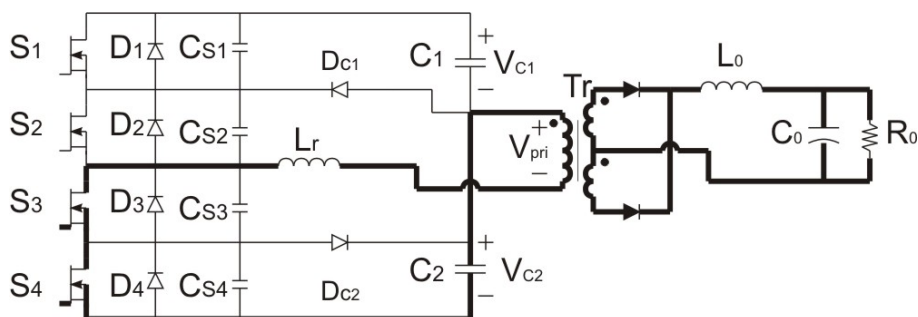


Fig. 6.7 – Sexta etapa de funcionamento.

6.3.7 7ª Etapa (t_6, t_7)

A sétima etapa está representada na Fig. 6.8. Esta etapa inicia no instante que i_{Lr} atinge o valor da corrente de carga $I_{O'}$. Durante esta ocorre a transferência de potência para a carga através de S_3 e S_4 .

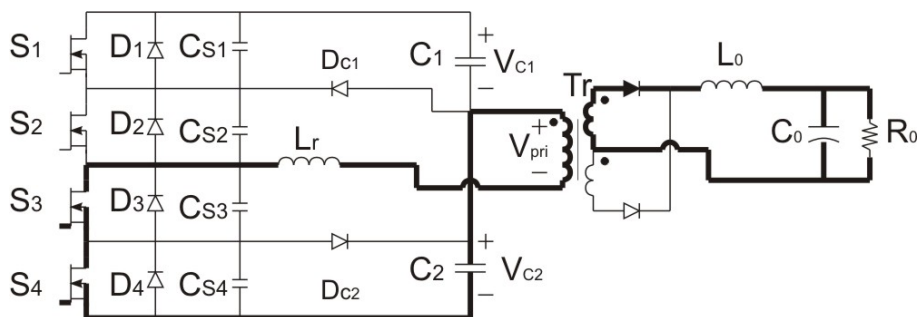


Fig. 6.8 – Sétima etapa de funcionamento.

O segundo semi-período possui as etapas de funcionamento análogas ao primeiro. Porém, a transição da condução dos interruptores se dará agora de S_3 e S_4 para S_1 e S_2 . A descrição dessas etapas é omitida, uma vez que todos os passos são os mesmos, inclusive o equacionamento.

6.3.8 Principais formas de onda

A Fig. 6.9 mostra as principais formas de onda do conversor. Estas formas de onda são teóricas e servem para um entendimento do conversor, bem como para o levantamento das equações na seção a seguir.

A primeira forma de onda no gráfico superior da Fig. 6.9 corresponde à tensão sobre o interruptor S_1 . O segundo gráfico corresponde à tensão sobre o interruptor S_2 . Aqui, pode-se ver as tensões grampeadas no valor da tensão de barramento dividida por 2.

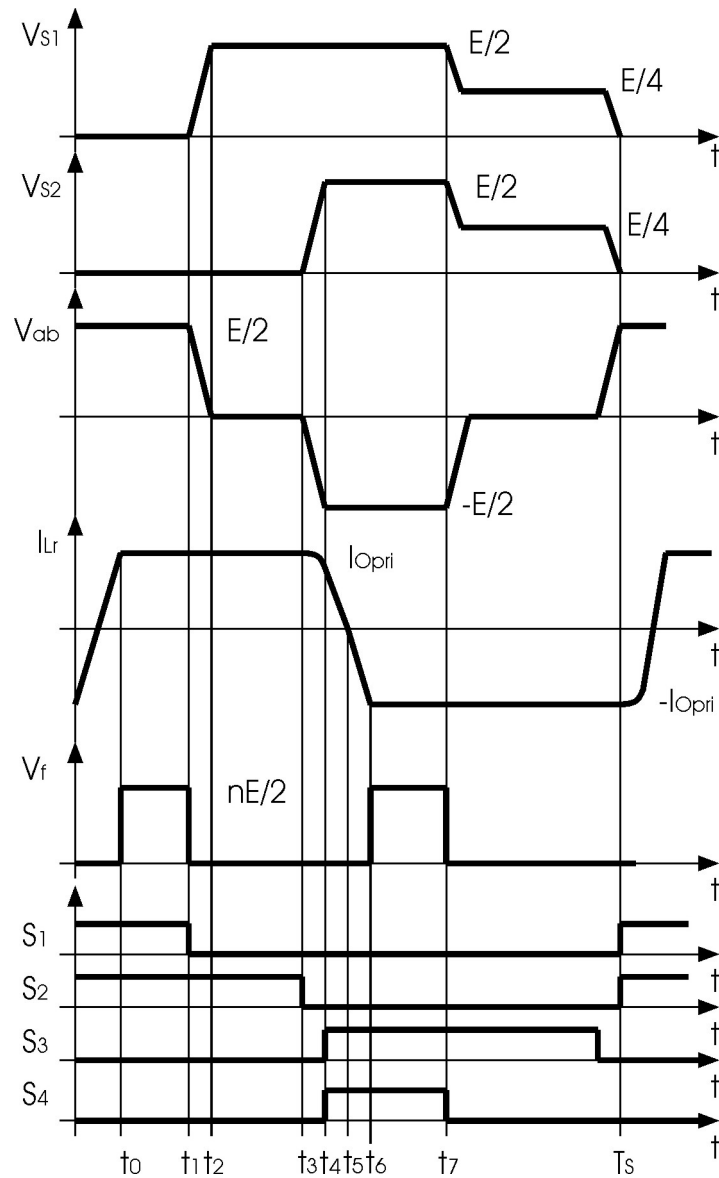


Fig. 6.9 - Principais formas de onda.

A tensão do lado primário do transformador é mostrada no terceiro gráfico e, logo abaixo, aparece a corrente no enrolamento primário. Os pulsos que comandam os interruptores são mostrados nos gráficos inferiores. Pode-se notar que, pela teoria, o princípio de funcionamento do conversor permite comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores. Também pode-se observar que a transferência de potência se dá quando um par de interruptores conduz simultaneamente.

6.4 Análise teórica

A análise teórica deste conversor já foi apresentada na literatura por José Renes. Aqui, é feito apenas um resumo das principais características do conversor, transcrevendo-se algumas das conclusões já obtidas [17].

6.4.1 Característica de saída

De acordo com as formas de onda mostradas na Fig. 6.9 e considerando que os tempos de comutação sejam muito menores do que o período de comutação, a tensão de saída média V_O pode ser expressa por:

$$V_O = \frac{\frac{E}{2}(t_1 - t_0)}{\frac{T_s}{2}} \quad (6.9)$$

Durante o intervalo de tempo $(0 - t_0)$, a corrente I_{Lr} é representada por:

$$i_{Lr} = -I_{O_{pri}} + \frac{E}{2L_r}t \quad (6.10)$$

No instante $t = t_0$, $I_{Lr} = I_{O_{pri}}$, assim:

$$t_0 = \frac{2L_r I_{O_{pri}}}{\frac{E}{2}} \quad (6.11)$$

Substituindo (6.11) em (6.9), obtém-se:

$$V_O = \frac{E}{2} \left(\frac{2t_1}{T_s} - \frac{4f_s L_r I_{O_{pri}}}{\frac{E}{2}} \right) \quad (6.12)$$

Definindo razão cíclica como:

$$D = \frac{2t_1}{T_s}, \quad (6.13)$$

então

$$\frac{1}{n} \frac{V_O}{\frac{E}{2}} = D - \frac{4f_s L_r I_{O_{pri}}}{\frac{E}{2}} \quad (6.14)$$

A expressão (6.14) representa o ganho estático de tensão do conversor três níveis.

Deve-se observar que quanto maior a indutância de ressonância, maior é a redução da tensão de saída causada pela queda de tensão reativa. Da mesma forma, aumentará a redução da razão cíclica quanto maior for a frequência de comutação e corrente de carga.

6.4.2 Cálculo da ondulação da corrente de saída

Para a ondulação de saída define-se a razão cíclica efetiva conforme a tensão V_f aplicada à carga (Fig. 6.9), onde Δt_1 é definido em (6.16).

$$D_{ef} = \frac{2\Delta t_1}{T_s} \quad (6.15)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (6.16)$$

Do princípio de que a tensão média sobre o indutor de saída deve ser zero durante um período, chega-se à equação para a indutância de saída.

$$L_o = \frac{D_{ef}}{2f_s \Delta I_{L_o}} \left(n \frac{E}{2} - V_o \right)$$

6.4.3 Análise da comutação

Durante o intervalo de tempo (t_1, t_2) as tensões v_{s1} e $(v_{s3} + v_{s4})$ são expressas por (6.2) e (6.3). Pela ordem das etapas, a Segunda comutação é a mais crítica, que ocorre durante o intervalo (t_3, t_4) , onde v_{s2} cresce de zero até $E/2$ e, de modo inverso, $(v_{s3} + v_{s4})$ decresce de $E/2$ a zero volts. Se v_{s2} não atingir $E/2$, a comutação não dissipativa não é conseguida. Sabendo-se que a tensão sobre C_{s2} é dada pela equação (6.4), e analisando para o caso crítico, onde $\omega_r t = \pi/2$, tem-se que:

$$v_{s2} = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} I_{Opri} \quad (6.17)$$

Fazendo-se I_{Opri} igual a I_{minr} , e em conseqüência $v_{s2} = E/2$.

$$I_{min} = \sqrt{\frac{3C}{2L_r}} \frac{E}{2} \quad (6.18)$$

Para se garantir uma comutação não dissipativa, deve-se ter $I_{Opri} > I_{min}$.

De acordo com as expressões (6.14) e (6.18), quanto maior é a largura de faixa de carga com comutação em zero de tensão ZVS, implicando em uma menor corrente de carga mínima I_{min} , maior é a queda de tensão reativa através do indutor L_r . Em outras palavras, uma larga faixa de carga provoca uma grande quantidade de energia circulante, aumentando as perdas de condução. Entretanto, este problema não é exclusivo do conversor três níveis, pois é encontrado em quase todos os conversores ZVS.

Um bom projeto consiste em sacrificar a comutação para cargas leves, onde as perdas de condução são pequenas para se obter uma alta eficiência em carga nominal.

Num projeto de baixa potência, a comutação suave pode não ser o principal objetivo. De qualquer forma, quanto menor as perdas, maior é a eficiência e confiabilidade do conversor.

6.4.4 Corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_4

A corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_4 pode ser calculada por:

$$I_{ef_{S1,S4}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\frac{\Delta T_S}{4}} \left(\frac{4I_{O_{pri}} t}{\Delta T_S} \right)^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_S}{2}}^{\frac{DT_S}{2}} I_{O_{pri}}^2 dt \right)} \quad (6.19)$$

$$I_{ef_{S1,S4}} = \sqrt{\frac{I_{O_{pri}}^2}{2} \left(D - \frac{5}{6} \Delta \right)} \quad (6.20)$$

Aqui, considera-se a variável Δ como sendo a perda de razão cíclica. Esta perda de razão cíclica é estimada para o cálculo do indutor ressonante L_r . Dependendo do valor da perda de razão cíclica admitida tem-se um L_r maior ou menor, bem como aumenta-se ou reduz-se a faixa de comutação suave do conversor.

6.4.5 Corrente eficaz nos interruptores S_2 e S_3

A corrente eficaz nos interruptores S_2 e S_3 pode ser calculada por:

$$I_{ef_{S2,S3}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\frac{\Delta T_S}{4}} \left(\frac{4I_{O_{pri}} t}{\Delta T_S} \right)^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} I_{O_{pri}}^2 dt \right)} \quad (6.21)$$

$$I_{ef_{S2,S3}} = \sqrt{\frac{I_{O_{pri}}^2}{2} \left(1 - \frac{5}{6} \Delta\right)} \quad (6.22)$$

6.4.6 Corrente média nos diodos D_1, D_2, D_3 e D_4

A corrente média nos diodos D_1, D_2, D_3 e D_4 pode ser calculada por:

$$I_{med_{D1,D2,D3,D4}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{\frac{\Delta T_S}{4}} \frac{4I_{O_{pri}} t}{\Delta T_S} dt \quad (6.23)$$

$$I_{med_{D1,D2,D3,D4}} = \frac{1}{8} I_{O_{pri}} \Delta \quad (6.24)$$

6.4.7 Corrente média nos diodos D_{C1} e D_{C2}

A corrente média nos diodos D_{C1} e D_{C2} é dada pela expressão (6.25).

$$I_{med_{DC1,DC2}} = \frac{I_{O_{pri}}}{2} (1 - D) \quad (6.25)$$

6.4.8 Corrente média nos diodos D_{r1} e D_{r2}

A corrente média nos diodos D_{r1} e D_{r2} pode ser calculada por:

$$I_{med_{Dr1,Dr2}} = \frac{n}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} I_{O_{pri}} dt \quad (6.26)$$

$$I_{med_{Dr1,Dr2}} = \frac{1}{2} n I_{O_{pri}} \quad (6.27)$$

6.4.9 Perdas nos interruptores

Considerando que os interruptores sejam do tipo MOSFET, as perdas em condução podem ser calculadas de acordo com as expressões (6.28), (6.29) e (6.30).

$$P_{cond_S} = 2R_{ds} \left(I_{ef_{S1,S4}}^2 + I_{ef_{S2,S3}}^2 \right) \quad (6.28)$$

$$P_{S1,S4} = 2 \left(R_{ds} I_{ef_{S1,S4}}^2 + V_{thd} I_{med} \right) \quad (6.29)$$

$$P_{S2,S3} = 2 \left(R_{ds} I_{ef_{S2,S3}}^2 + V_{thd} I_{med} \right) \quad (6.30)$$

6.4.10 Perdas nos diodos grampeadores

As perdas nos diodos grampeadores são expressas por:

$$P_{cond_{Dc}} = 2V_{thd} I_{med_{Dc}} \quad (6.31)$$

6.4.11 Perdas nos diodos retificadores

Considerando que os interruptores sejam do tipo MOSFET, as perdas nos diodos retificadores são expressas por:

$$P_{cond_{Dr}} = 2V_{thd} I_{med_{Dr}} \quad (6.32)$$

6.4.12 Cálculo da indutância de ressonância

Para o cálculo da indutância de ressonância é necessário definir, primeiramente, uma razão cíclica efetiva. Esta razão cíclica efetiva é igual à razão cíclica máxima diminuída da perda de razão cíclica, devido à indutância ressonante.

Seja Δ a redução de razão cíclica, a razão cíclica efetiva é definida como:

$$D_{ef} = D - \Delta \quad (6.33)$$

Da equação (2.7), pode-se definir o ganho do conversor em função da razão cíclica efetiva:

$$V_o = \frac{E}{2} D_{ef} \quad (6.34)$$

A tensão de saída escrita para a equação acima deve ser refletida ao lado primário do transformador. Considerando-se a relação de transformação, a equação (6.34) fica como mostrado em (6.35), onde a relação de transformação é dada em (6.36).

$$V_o = n \frac{E}{2} D_{ef} \quad (6.35)$$

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (6.36)$$

Adota-se então, por exemplo, uma razão cíclica efetiva $D_{ef} = 0,6$. Seja uma redução de razão cíclica de 20%, ou seja, $\Delta = 0,2D$, tem-se, substituindo na equação (6.33), o valor de D.

$$D = 0,75 \quad (6.37)$$

A seguinte equação também pode ser escrita a partir de (6.14) e (6.33):

$$D_{ef} = \frac{V_o}{\frac{E}{2}n} \quad (6.38)$$

A expressão (6.14) permite obter a perda de razão cíclica (segundo termo da equação). Então, seguindo os parâmetros adotados, e refletindo-se para o lado secundário, tem-se:

$$0,2D = \frac{4nf_s L_r I_{O_{pri}}}{\frac{E}{2}} \quad (6.39)$$

A partir de (6.39), chega-se então ao valor de L_r desejado.

$$L_r = \frac{0,2D \frac{E}{2}}{4nf_s I_o} \quad (6.40)$$

6.4.13 Ondulação de tensão na carga

A ondulação da tensão na carga pode ser deduzida a partir do método empregado no capítulo 2. Dessa forma, chega-se à equação para a capacitância de saída do conversor.

$$C_o = \frac{V_o}{64f_s^2 \Delta V_{co} L_o} \quad (6.41)$$

6.5 Projeto e simulação

O projeto implementado tem as mesmas especificações daqueles apresentados nos capítulos anteriores, repetido aqui apenas por comodidade.

A simulação deste conversor foi feita em malha aberta. Ele possui dois indutores acoplados ao lado primário, para cada saída. Na verdade, o enrolamento secundário com ponto médio poderia ser substituído por um enrolamento secundário único, porém com uma retificação em ponte completa. Isto aumentaria o número de diodos de 2 por saída para 4 por saída.

6.5.1 Especificações

O projeto implementado tem suas especificações apresentadas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Especificações do projeto implementado.

Tensão de entrada nominal	$E = 1200V_{CC}$	
Tensão de entrada mínima	$E_{min} = 250V_{CC}$	
Frequência de comutação	$f = 70KHz$	
Tensões e correntes de saída	$V_{O1} = 5V_{CC}$	$I_{O1} = 1A$
	$V_{O2} = 15V_{CC}$	$I_{O2} = 1,5A$
	$V_{O3} = -15V_{CC}$	$I_{O3} = 0,7A$
	$V_{O4} = 15V_{CC}$	$I_{O4} = 1A$
	$V_{O5} = 15V_{CC}$	$I_{O5} = 1A$
	$V_{O6} = 15V_{CC}$	$I_{O6} = 1A$
	$V_{O7} = 24V_{CC}$	$I_{O7} = 0,3A$
	$V_{O8} = 15V_{CC}$	$I_{O8} = 50mA$
Potência total de saída	$P_O = 90,95W$	
Rendimento esperado	$\eta \cong 80\%$	
Ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_O = 5\%$	
Ondulação da corrente no indutor de saída	$\Delta I_{L_o} = 25\%$	
Indutância ressonante	$L_r = 70\mu H$	

6.5.2 Resultados de simulação

Uma das características que o conversor três níveis apresenta é a possibilidade de poder ser comandado utilizando a técnica de deslocamento de fase (*phase-shift*). Porém, com esta técnica a comutação suave fica prejudicada. A técnica empregada aqui foi a modulação *PWM* complementar entre os dois grupos de interruptores. A Fig. 6.10 (a) apresenta as formas de onda de tensão do comando dos interruptores. Pode-se notar que o comando do par de interruptores das extremidades

é complementar, e dos pares internos também, como se cada um desses pares representasse um braço no caso do conversor CC-CC *full-bridge*.

A Fig. 6.10 (b) mostra a corrente no indutor ressonante. Nota-se que esta corrente se mantém quando há roda livre, invertendo o seu sentido quando o interruptor crítico (S_2 ou S_3) é aberto. Isto garante a comutação suave.

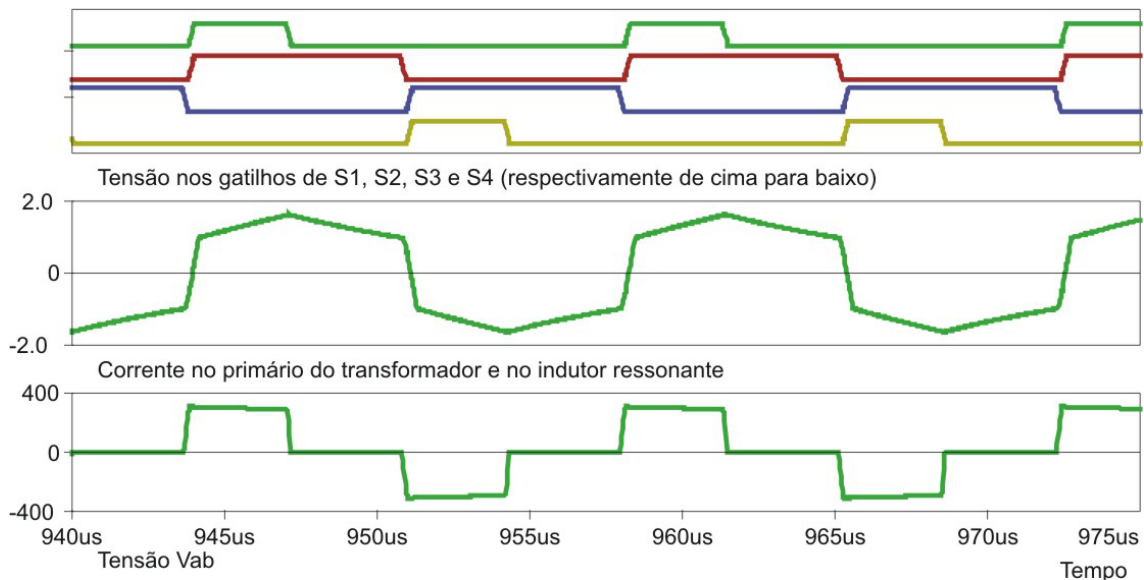


Fig. 6.10 – Formas de onda simulada para o conversor três-níveis: Comando dos MOSFETs S_1 , S_2 , S_3 e S_4 ; Corrente no indutor ressonante; Tensão entre os pontos a e b .

A transferência de potência se dá pela tensão aplicada à carga. Na tensão mostrada na Fig. 6.10 nota-se a forma de onda sobre os pontos a e b , ou tensão V_{ab} conforme indicado na Fig. 6.1.

A Fig. 6.11 apresenta a tensão sobre os interruptores superiores onde verifica-se o equilíbrio da tensão sobre um par de interruptores submetidos a tensão de uma das fontes. Para a simulação em questão utilizou-se como fonte de entrada uma tensão CC de 1200V. Portanto, pode-se notar que a tensão sobre o par superior de interruptores é igual à metade do valor da tensão de entrada.

A divisão de tensão no par superior, quando os dois interruptores estão bloqueados e um dos interruptores no par inferior bloqueia, não ocorre como mostrado nas formas de onda teóricas. Idealmente, esta divisão de tensão seria igual, mas é impossível prever, na prática (mesmo na simulação) como se dará essa divisão. Na Fig. 6.11 nota-se que um dos interruptores assume toda a tensão.

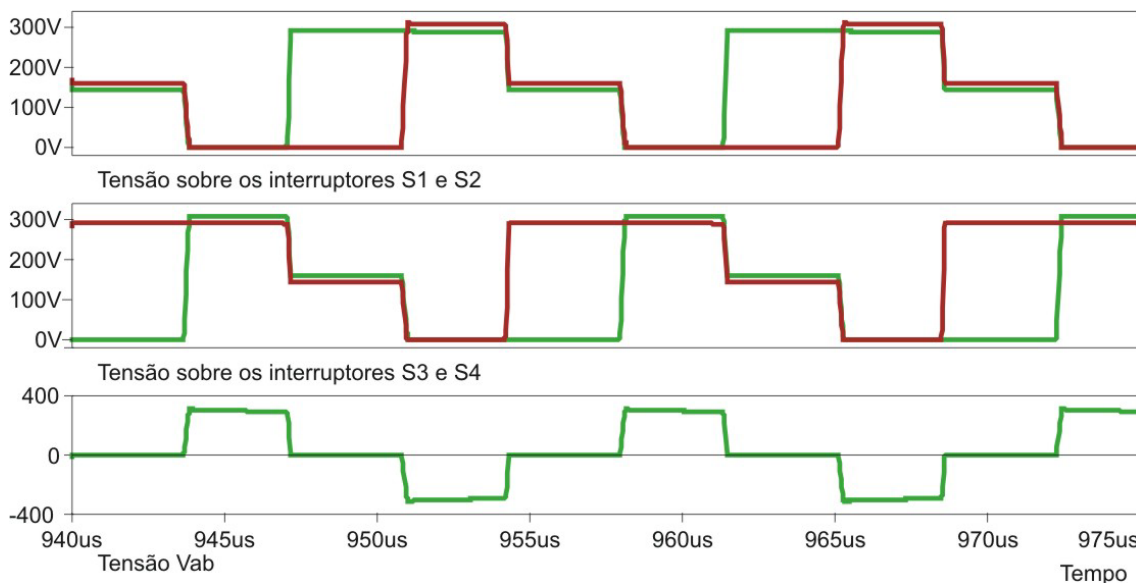


Fig. 6.11 – Resultados de simulação: Tensão sobre os interruptores S1 e S2; Tensão sobre os interruptores S3 e S4; Tensão V_{ab} .

A comutação suave pode ser verificada na Fig. 6.12. A curva superior da Fig. 6.12 mostra a comutação no interruptor S_1 . A corrente negativa na entrada em condução do interruptor certifica a comutação suave. Na realidade, esta corrente negativa é conduzida pelo diodo em antiparalelo com o interruptor. A comutação do interruptor S_2 , mostrada na Fig. 6.12 é mais crítica, uma vez que é feita com a energia armazenada no indutor ressonante. Porém, neste caso, com carga máxima, esta comutação ainda é suave como mostrado na figura. Para cargas menores esta comutação provavelmente deixará de ser suave.

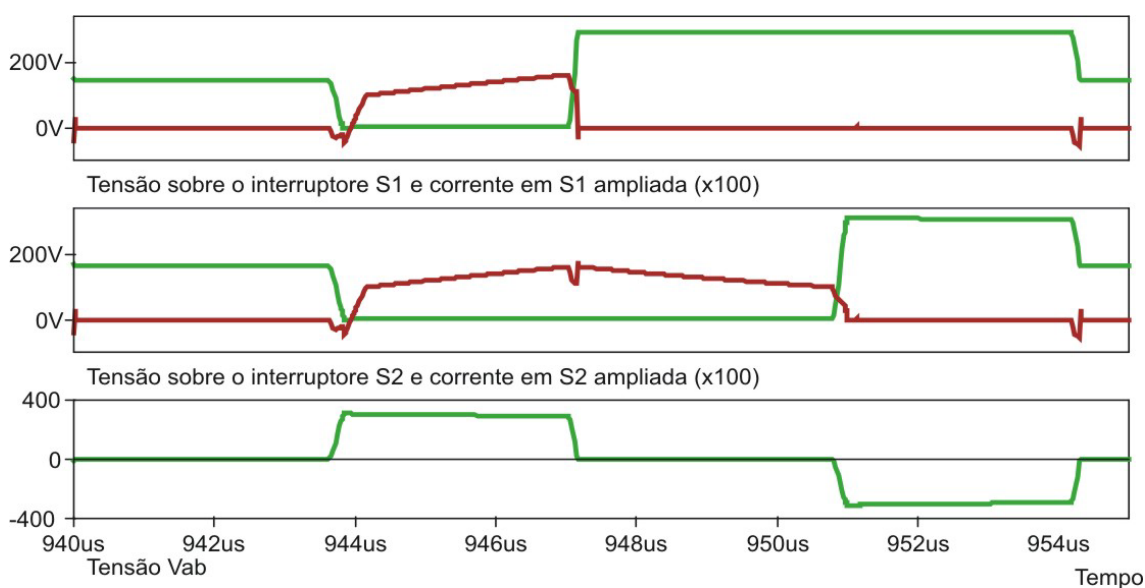


Fig. 6.12 – Resultados de simulação: Comutação no interruptor S_1 ; Comutação no interruptor S_2 .

6.5.3 Valores dos componentes de potência utilizados

Os componentes foram escolhidos conforme o equacionamento apresentado, respeitando similares mais próximos para modelos de simulação. As indutâncias de saída foram calculadas segundo o critério de ondulação de corrente.

Por razões de diminuição da ondulação da tensão de saída, utilizou-se o critério da resistência série equivalente para a escolha dos capacitores de saída, bem como, padronizou-se todas as saídas: $C_{01} = C_{02} = C_{03} = C_{04} = C_{05} = C_{06} = C_{07} = C_{08} = 3,3\mu\text{F}$.

Os interruptores de potência são os mesmos utilizados nos outros protótipos, bem como os diodos de potência no lado primário e no lado secundário.

6.6 Resultados Experimentais

Para a comprovação e efetiva comparação dos conversores apresentados, este conversor também foi projetado e montado em laboratório com as características de fonte auxiliar.

Para o comando deste conversor utilizou-se dois circuitos integrados do tipo 3525, sincronizados. Um deles é mantido na razão cíclica máxima, e comanda os interruptores internos. Os interruptores externos são comandados a partir do outro circuito integrado 3525, com seus pulsos devidamente modulados em largura.

Na Fig. 6.13 é mostrada a tensão no enrolamento primário do transformador. Nota-se nesta figura que os patamares positivos e negativos de tensão estão em $\pm 250\text{V}$, indicando uma tensão de entrada para este conversor de 500Vcc .

A Fig. 6.14 mostra o comando modulado por largura de pulso nos interruptores externos S_1 e S_4 . O comando complementar nos interruptores internos S_2 e S_3 é mostrado na Fig. 6.15.

A tensão em uma das saídas é mostrada na Fig. 6.16, juntamente com a tensão no enrolamento primário do transformador. Esta figura identifica que a frequência vista pela carga é o dobro da frequência de comutação. Aqui, nota-se uma pequena sobretensão causada pela recuperação reversa dos diodos de saída.

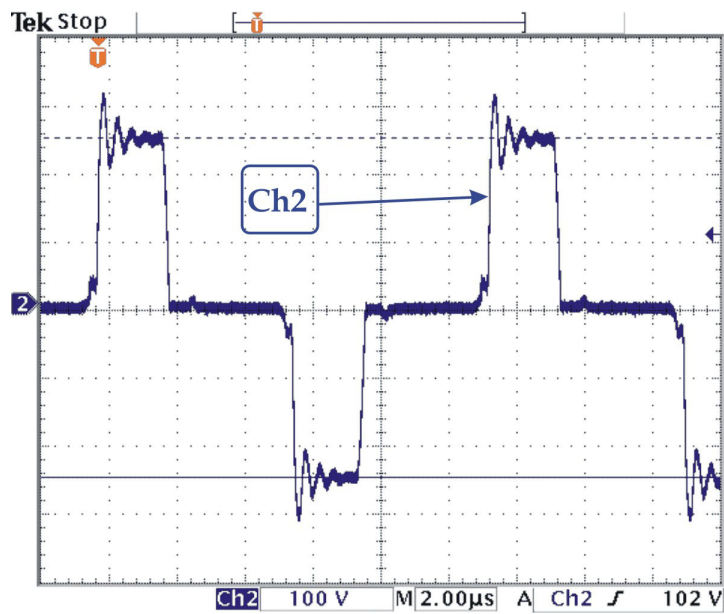


Fig. 6.13 – Tensão no enrolamento primário do transformador (Ch2: 100V/div) para uma tensão de entrada de 500Vcc. Escala de tempo: 2μs/div.

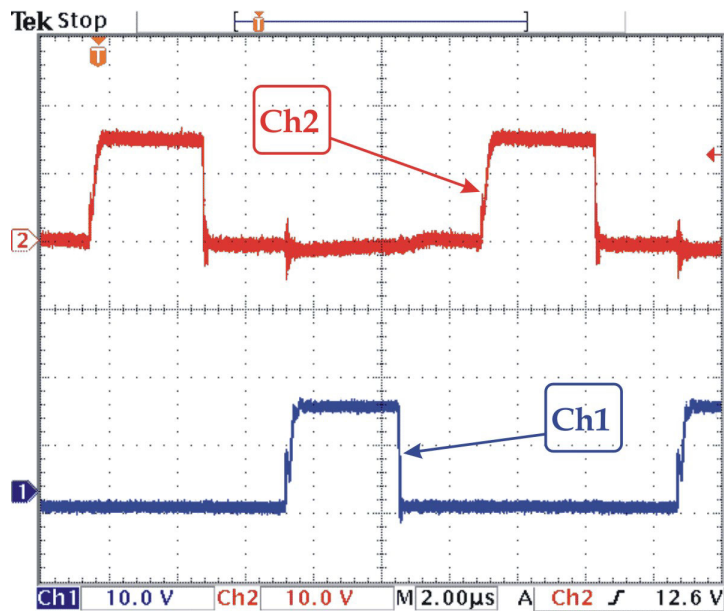


Fig. 6.14 – Comando nos interruptores externos S_1 (Ch2: 10V/div) e S_4 (Ch1: 10V/div) comandados a partir da modulação por largura de pulso. Escala de tempo: 2μs/div.

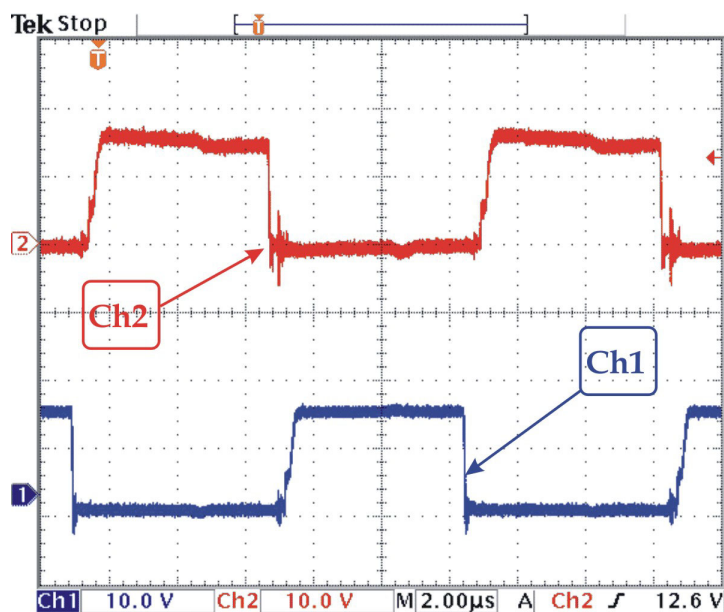


Fig. 6.15 – Comando nos interruptores internos S_2 (Ch2: 10V/div) e S_3 (Ch1: 10V/div) comandados através de pulsos complementares. Escala de tempo: 2 μs/div.

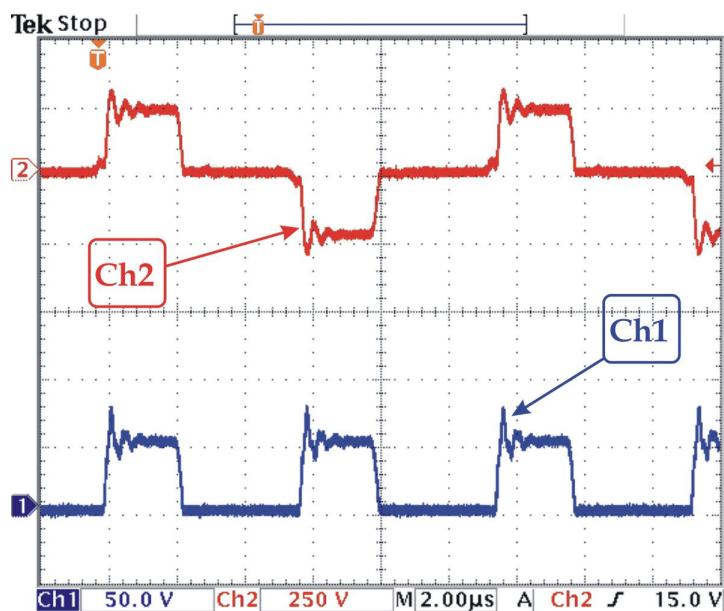


Fig. 6.16 – Tensão no enrolamento primário do transformador (Ch2: 250V/div) e tensão em V_f em uma das saídas (Ch1: 50V/div). Escala de tempo: 2 μs/div.

A Fig. 6.17 e a Fig. 6.18 mostram as tensões de grampeamento. Nota-se que, a tensão nunca ultrapassa a metade da tensão de entrada, garantida pelo circuito de grampeamento e pelo próprio funcionamento do conversor.

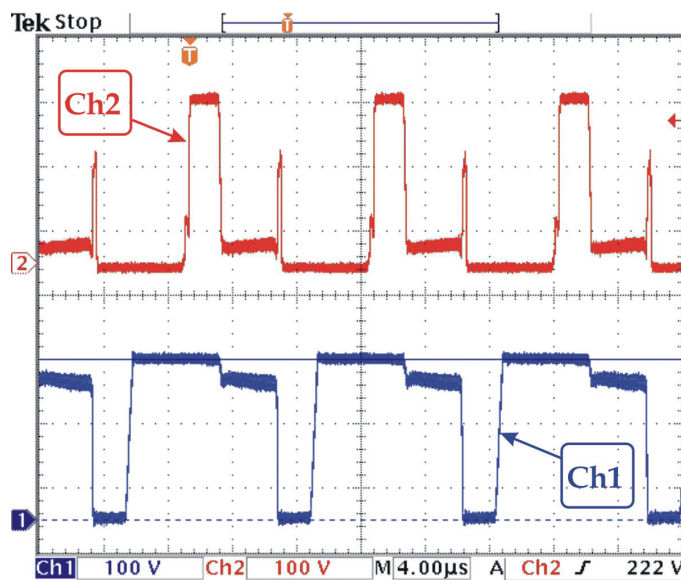


Fig. 6.17 – Tensão “dreno-source” sobre os interruptores S_2 (Ch2 100V/div) e S_1 (Ch1: 100V/div). Escala de tempo: 4µs/div.

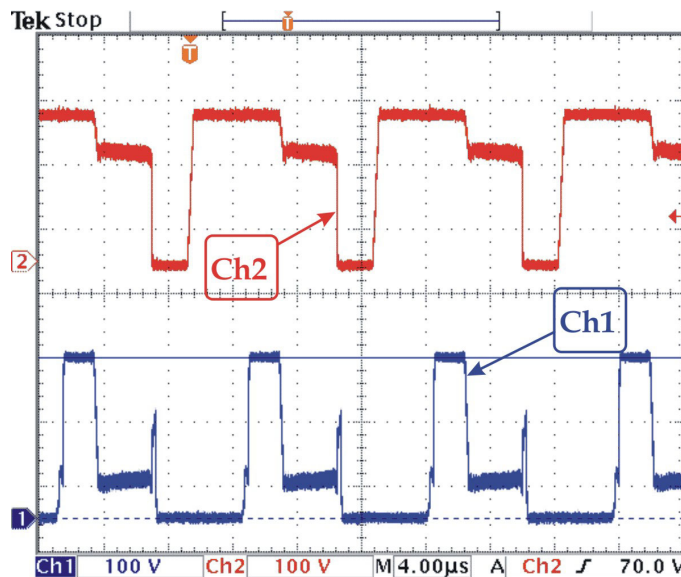


Fig. 6.18 – Tensão “dreno-source” sobre os interruptores S_4 (Ch2: 100V/div) e S_3 (Ch1: 100V/div). Escala de tempo: 4µs/div.

As tensões em um par de interruptores são mostradas para os casos extremos dos valores de tensão de entrada na Fig. 6.19 e na Fig. 6.20.

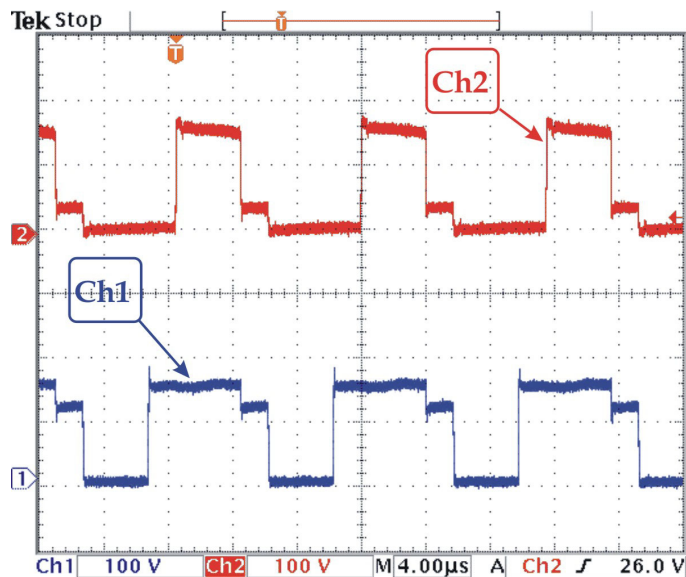


Fig. 6.19 - Tensão “dreno-source” sobre os interruptores S_2 (Ch2 100V/div):e S_1 (Ch1: 100V/div) para uma tensão de entrada de 300V. Escala de tempo: 4µs/div.

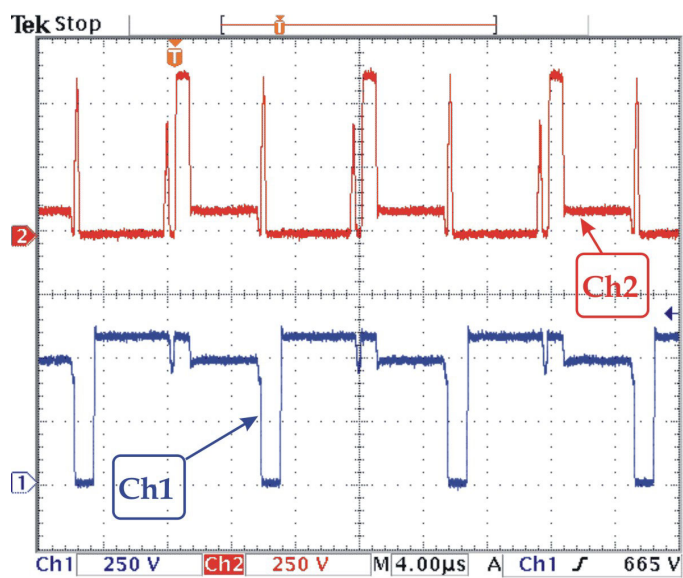


Fig. 6.20 - Tensão “dreno-source” sobre os interruptores S_2 (Ch2 100V/div):e S_1 (Ch1: 100V/div) para uma tensão de entrada de 1200V. Escala de tempo: 4µs/div.

Como vantagem sobre os outros conversores, este conversor apresenta a característica de realizar comutação suave nos interruptores. A Fig. 6.21 mostra a comutação no interruptor S_4 .

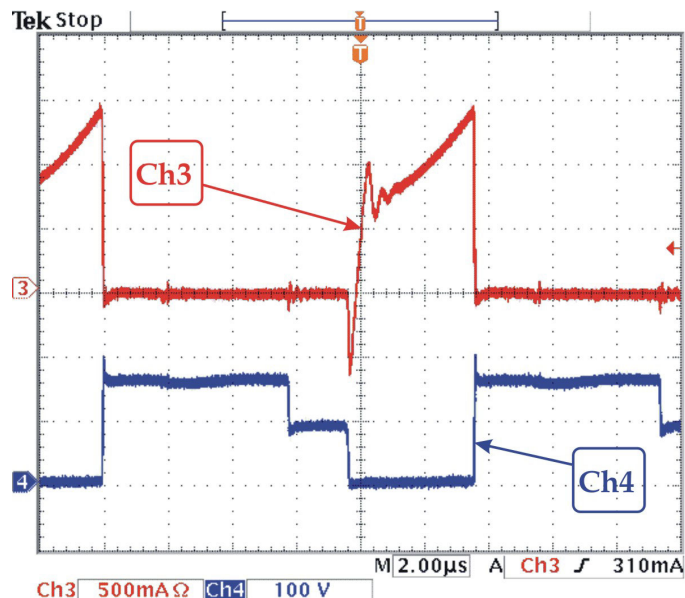


Fig. 6.21 – Comutação no interruptore S_4 : Corrente de dreno (Ch3: 500mA/div) e tensão “dreno-source” (Ch4: 100V/div). Escala de tempo 2 $\mu\text{s}/\text{div}$.

Na Fig. 6.22 tem-se um detalhe desta comutação, e pode-se perceber que a corrente é negativa quando a tensão começa a crescer entre os terminais “dreno-source” do interruptor.

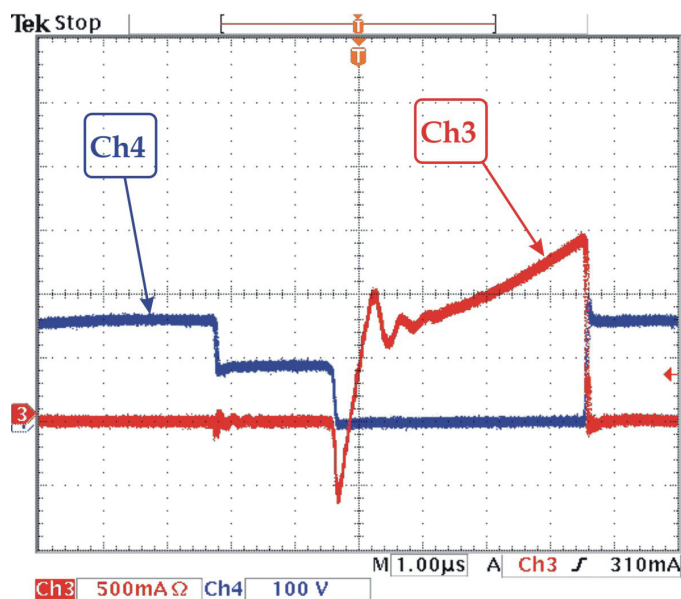


Fig. 6.22 – Detalhe da comutação no interruptor S_4 : tensão “dreno-source” (Ch4: 100V/div) e corrente (Ch3: 500mA/div). Escala de tempo: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$.

Da mesma maneira, a Fig. 6.23 apresenta a comutação no interruptor S_3 . Neste interruptor, nota-se o crescimento da corrente quando os dois interruptores inferiores estão comandados a conduzir. Quando o interruptor externo é bloqueado, a corrente começa a decrescer em S_3 e é levada a zero quando este abre, garantindo a comutação suave na entrada em condução dos interruptores superiores. Um detalhe da entrada em condução é mostrado na Fig. 6.24, identificando que esta comutação também é suave.

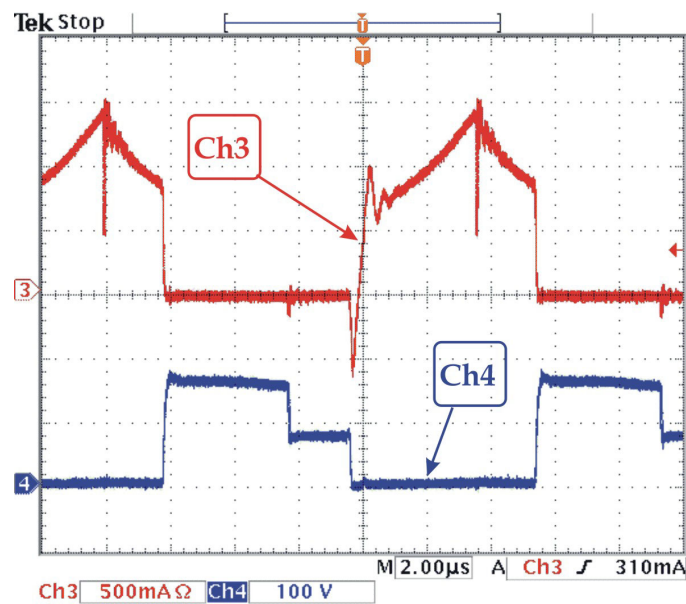


Fig. 6.23 – Comutação no interruptor S_3 : Corrente de dreno (Ch3: 500mA/div) e tensão “dreno-source” (Ch4: 100V/div). Escala de tempo: 2µs/div.

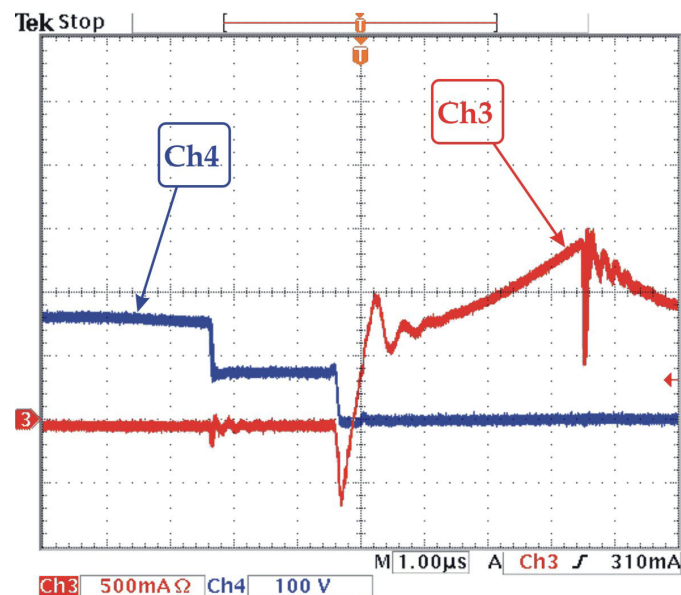


Fig. 6.24 – Detalhe da comutação no interruptor S_3 : Corrente de dreno (Ch3: 500mA/div) e tensão “dreno-source” (Ch4: 100V/div). Escala de tempo: 1µs/div.

Para o controle deste conversor foi utilizado o modelo do conversor *buck* considerando-se o fato de que existe uma relação de transformação entre primário e secundário, bem como existe uma limitação de razão cíclica dada pela indutância ressonante em série com o enrolamento primário. Porém, da mesma forma que nos conversores apresentados anteriormente, não é dada uma ênfase com relação ao controle. A tabela apresenta os valores da tensão de saída regulada para uma variação da tensão de entrada de forma a verificar o atendimento a esta especificação de projeto.

Tabela 6.2 – Variação da tensão na saída regulada em função da variação da tensão de entrada.

Tensão de entrada	Tensão na saída regulada
300V	19,30V
400V	19,29V
500V	19,29V
600V	19,30V
700V	19,29V
800V	19,30V
900V	19,31V
1000V	19,31V
1100V	19,31V
1200V	19,31V

6.7 Conclusão

Este capítulo mostrou que o conversor meia-ponte-três-níveis se comportou de forma satisfatória, operando em uma potência em torno de 100W. A adição de um número elevado de saídas não representou nenhum problema.

A sua grande vantagem, que é a apresentação de comutação suave, ficou evidente quando operando com tensão mínima de entrada e potência nominal. Porém, o projeto deve levar em conta a perda desta vantagem quando o conversor operar com

tensão máxima de entrada, diminuindo a corrente do enrolamento primário e passando à comutação dissipativa.

O comando das chaves envolve uma eletrônica com um número maior de componentes quando comparado aos outros conversores apresentados. No entanto, este conversor poderia ser indicado como melhor opção, caso se desejasse um grau elevado de compactação, e o ponto de operação da tensão de entrada estivesse dentro de limites mais estreitos.

CAPÍTULO 7

A QUESTÃO DO DESEQUILÍBRIO NOS CONVERSORES DUPLO-MEIA-PONTE E MEIA-PONTE-TRÊS-NÍVEIS

7.1 Introdução

Da mesma maneira que os atrasos indesejados no comando causam problemas de desequilíbrio nos conversores duplo-*flyback* e duplo-*forward*, apresentados anteriormente, nos conversores duplo-meia-ponte e meia-ponte-três-níveis as diferenças no tempo de bloqueio, ou entrada em condução, também aparecerão. A análise a ser mostrada neste capítulo tem o objetivo de esclarecer, em mais detalhes, o funcionamento desses conversores quando os interruptores apresentam atrasos na entrada em condução, ou no bloqueio.

7.2 Análise do desequilíbrio no conversor duplo-meia-ponte

O conversor duplo-meia-ponte possui o seu funcionamento como mostrado no capítulo 5. Nesse capítulo foi identificada sua característica de divisão de tensão de bloqueio sobre os interruptores e foi justificado o equilíbrio pela colocação dos enrolamentos secundários dos transformadores em série. Agora, uma análise mais detalhada é feita.

Supõe-se que o comando do interruptor S_1 contenha um atraso indesejado de um tempo Δt_a . São analisadas as etapas de funcionamento deste conversor com este atraso. A análise é feita seguindo-se as convenções de tensão e corrente mostradas na Fig. 7.1.

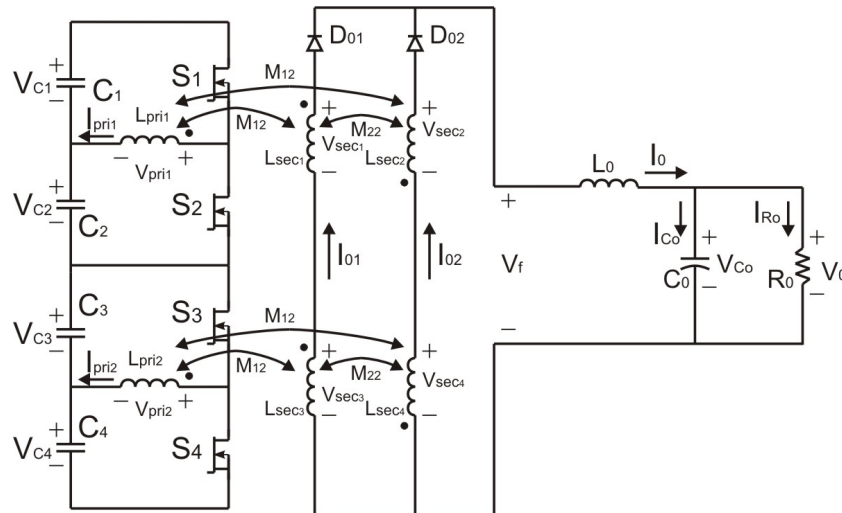


Fig. 7.1 – Convenções para a análise das etapas de funcionamento.

7.2.1 Primeira etapa de funcionamento (t_0 , t_1)

Na primeira etapa de funcionamento, em Δt_1 , S_1 e S_3 estão conduzindo, e as tensões e correntes são como mostradas na Fig. 7.2.

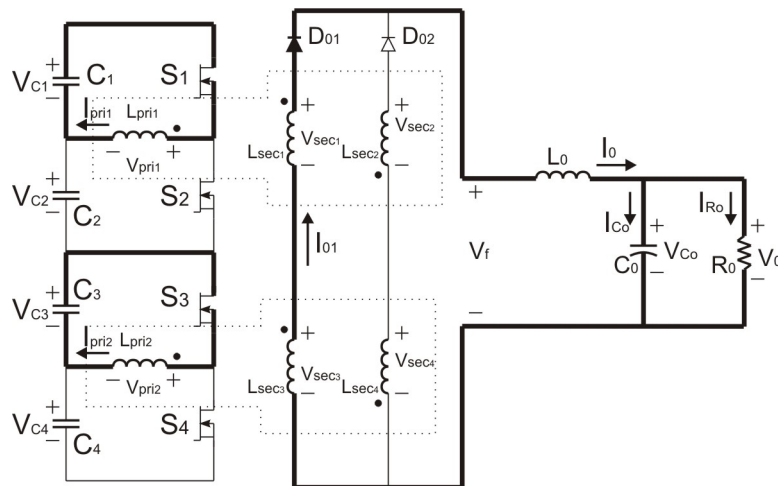


Fig. 7.2 – Primeira etapa de funcionamento.

A tensão imposta no enrolamento primário de cada transformador é igual à tensão nos capacitores C_1 e C_3 , respectivamente. As tensões nos enrolamentos secundários v_{sec1} e v_{sec3} estão em série e são iguais às tensões dos capacitores C_1 e C_3 , respeitada a relação de transformação.

7.2.2 Segunda etapa de funcionamento (t_1 , t_2)

Na segunda etapa, S_3 , e somente S_3 , é bloqueada. A indutância própria pode ser considerada grande, e a energia armazenada nesta indutância, pequena. A

análise detalhada desta etapa, através dos circuitos de simulação, mostrou uma inversão na polaridade do enrolamento L_{pri2} , que de fonte, passa à carga nesta etapa. Esta inversão também ocorrerá nos enrolamentos secundários do transformador 2. A etapa é ilustrada na Fig. 7.3.

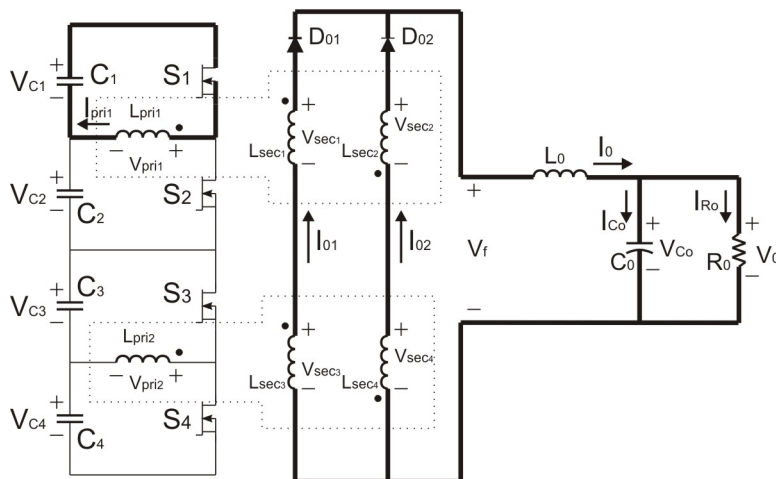


Fig. 7.3 – Segunda etapa de funcionamento.

A corrente I_0 , imposta pela indutância L_0 da carga, coloca os enrolamentos secundários em roda livre fazendo com que a tensão V_f , indicada na Fig. 7.3, seja igual a zero.

Uma vez que a tensão V_f é zero, pode-se representar um circuito equivalente para esta etapa, onde a corrente de saída é considerada constante para o intervalo de tempo Δt_a . Este circuito equivalente é mostrado Fig. 7.4.

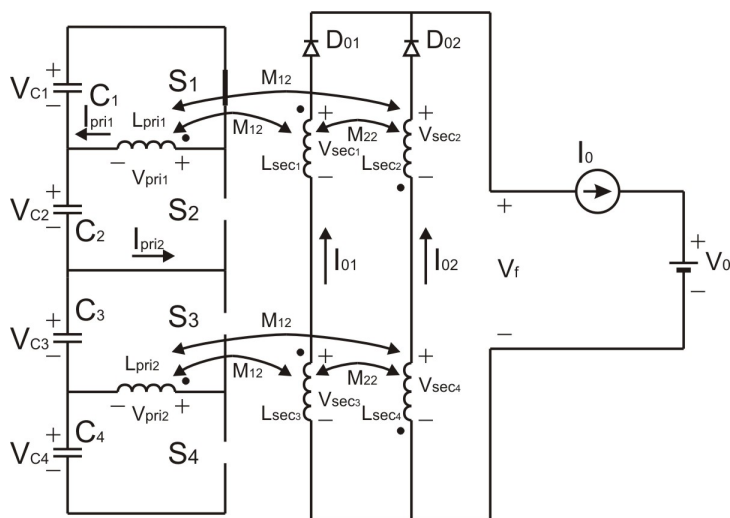


Fig. 7.4 – Circuito equivalente para a segunda etapa.

Neste circuito considera-se M_{12} como a indutância mútua entre o enrolamento primário e qualquer enrolamento secundário, feita igual para os dois transformadores [35, 36]. A indutâncias próprias são denominadas por L , sendo que o sub-índice indica a qual enrolamento se refere.

Para a malha formada por C_1 , S_1 e L_{pri1} , pode-se escrever a seguinte equação:

$$v_{C_1}(t) = L_{pri_1} \frac{di_{pri_1}(t)}{dt} - M_{12} \frac{di_{0_1}(t)}{dt} + M_{12} \frac{di_{0_2}(t)}{dt} \quad (7.1)$$

Como a corrente de saída é considerada constante, a variação das correntes nos enrolamentos secundários de saída é a mesma, apenas com sinal invertido de acordo com a convenção utilizada no circuito equivalente.

$$\frac{di_{0_1}(t)}{dt} = -\frac{di_{0_2}(t)}{dt} \quad (7.2)$$

Pode-se substituir (7.2) em (7.1) e escrever a tensão no capacitor em função da corrente no lado primário e de uma das correntes no enrolamento secundário.

$$v_{C_1}(t) = L_{pri_1} \frac{di_{pri_1}(t)}{dt} - 2M_{12} \frac{di_{0_1}(t)}{dt} \quad (7.3)$$

As tensões nos enrolamentos secundários 1 e 3 são definidas como segue:

$$v_{sec_1}(t) = -L_{sec_1} \frac{di_{0_1}(t)}{dt} + M_{12} \frac{di_{pri_1}(t)}{dt} + M_{22} \frac{di_{0_2}(t)}{dt} \quad (7.4)$$

$$v_{sec_3}(t) = -L_{sec_3} \frac{di_{0_1}(t)}{dt} + M_{12} \frac{di_{pri_2}(t)}{dt} + M_{22} \frac{di_{0_2}(t)}{dt} \quad (7.5)$$

Uma vez que a tensão V_f é igual a zero, pode-se escrever a seguinte equação:

$$v_{sec_1}(t) = -v_{sec_3}(t) \quad (7.6)$$

Ainda é considerado, para efeito de simplificação, que o acoplamento k entre os enrolamentos de um mesmo transformador é muito próximo de 1, e pode ser considerado igual a 1, onde k é definido como:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{pri} L_{sec}}} \cong 1 \quad (7.7)$$

Se todos os enrolamentos secundários possuem o mesmo número de espiras, então é considerado que:

$$L_{\text{sec}_1} = L_{\text{sec}_2} = L_{\text{sec}_3} = L_{\text{sec}_4} = L_{\text{sec}} \quad (7.8)$$

De acordo com (7.7) e (7.8), pode escrever:

$$M_{22} = \sqrt{L_{\text{sec}_1} L_{\text{sec}_2}} = L_{\text{sec}} \quad (7.9)$$

Como o interruptor S_3 está bloqueado, é considerado ainda que:

$$\frac{di_{\text{pri}_2}(t)}{dt} = 0 \quad (7.10)$$

Substituindo-se (7.4) e (7.5) em (7.6), e ainda considerando (7.8), (7.9) e (7.2), pode-se escrever a seguinte equação:

$$M_{12} \frac{di_{\text{pri}_1}(t)}{dt} = 4L_{\text{sec}} \frac{di_{0_1}(t)}{dt} \quad (7.11)$$

Considerando que fator de acoplamento k é praticamente igual a 1, torna-se válida a expressão (7.12).

$$M_{12}^2 = L_{\text{pri}_1} L_{\text{sec}_1} \quad (7.12)$$

Assim, substituindo-se (7.11) em (7.3) obtém-se (7.13).

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{2} L_{\text{pri}_1} \frac{di_{\text{pri}_1}(t)}{dt} \quad (7.13)$$

Seja Δt_a o tempo de atraso no bloqueio de S_1 e v_{C_1} praticamente constante neste período. Pode-se representar a corrente em L_{pri_1} pela expressão (7.14).

$$\Delta I_{\text{pri}_1} = 2 \frac{V_{C_1}}{L_{\text{pri}_1}} \Delta t_a \quad (7.14)$$

Desta forma, nota-se que pode existir uma corrente no enrolamento primário, que irá subir na proporção inversa da indutância própria do mesmo, que no caso de um transformador, é muito grande. Pelo modelo utilizado, esta indutância própria representa a indutância de dispersão do enrolamento em questão, somada à indutância magnetizante. Portanto, existe aqui um indício de que é possível haver um pequeno desequilíbrio causado pelo atraso de S_1 .

7.2.3 Terceira etapa de funcionamento (t_2, t_3)

Na terceira etapa o interruptor S_1 irá bloquear. Se a energia armazenada na indutância própria L_{pri1} for considerada pequena, pode-se simplificar esta etapa de maneira a supor que as correntes nos enrolamentos primários são agora todas nulas. A corrente nos enrolamentos secundários continua sendo imposta pela fonte de corrente, representada por L_0 na carga. A Fig. 7.5 ilustra esta etapa.

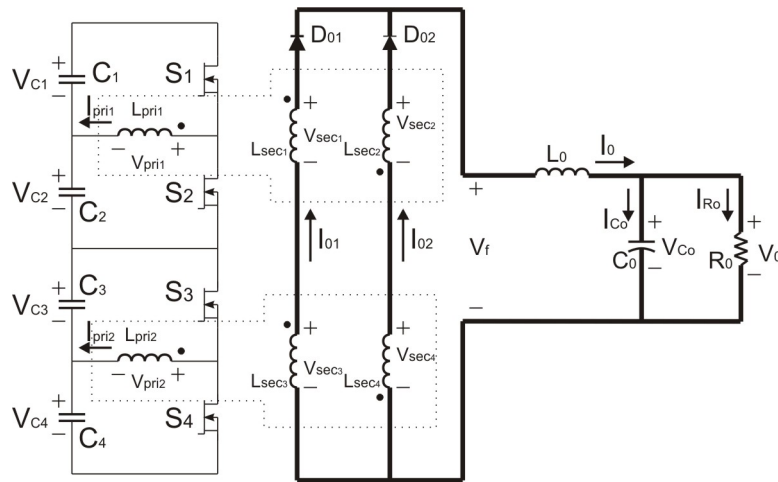


Fig. 7.5 - Terceira etapa de funcionamento.

7.2.4 Quarta etapa de funcionamento (t_3, t_4)

Na quarta etapa, S_2 e S_3 são comandadas a conduzir. O tempo de duração desta etapa é o mesmo da primeira etapa, porém agora as correntes estão invertidas nos enrolamentos L_{pri1} e L_{pri2} . A Fig. 7.6 ilustra esta etapa.

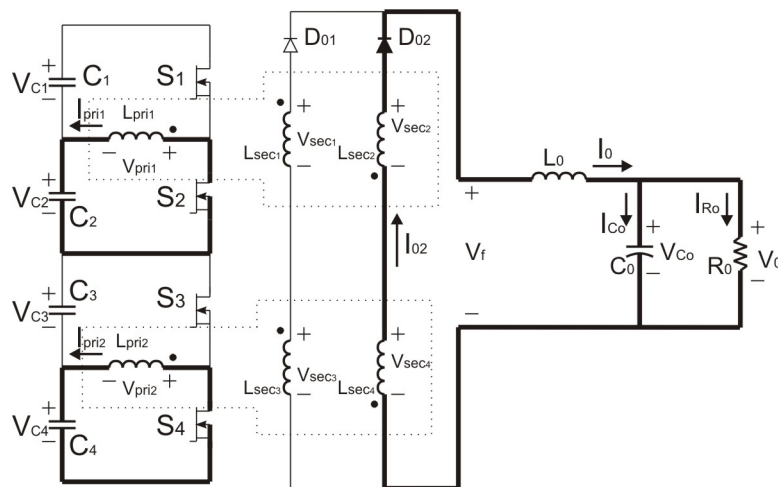


Fig. 7.6 - Quarta etapa de funcionamento.

7.2.5 Quinta etapa de funcionamento (t_4, t_5)

Na quinta etapa, S_2 e S_4 são comandadas a bloquear. Para facilitar a análise, é considerado que a energia armazenada nas indutâncias de dispersão é desprezível. Dessa forma, a corrente nos enrolamentos primários cessa imediatamente após o bloqueio dos interruptores. A figura que representa esta etapa é a mesma mostrada em Fig. 7.5.

7.2.6 Formas de onda e resultados de simulação

Para a análise é admitido que as formas de onda são como mostradas na Fig. 7.7.

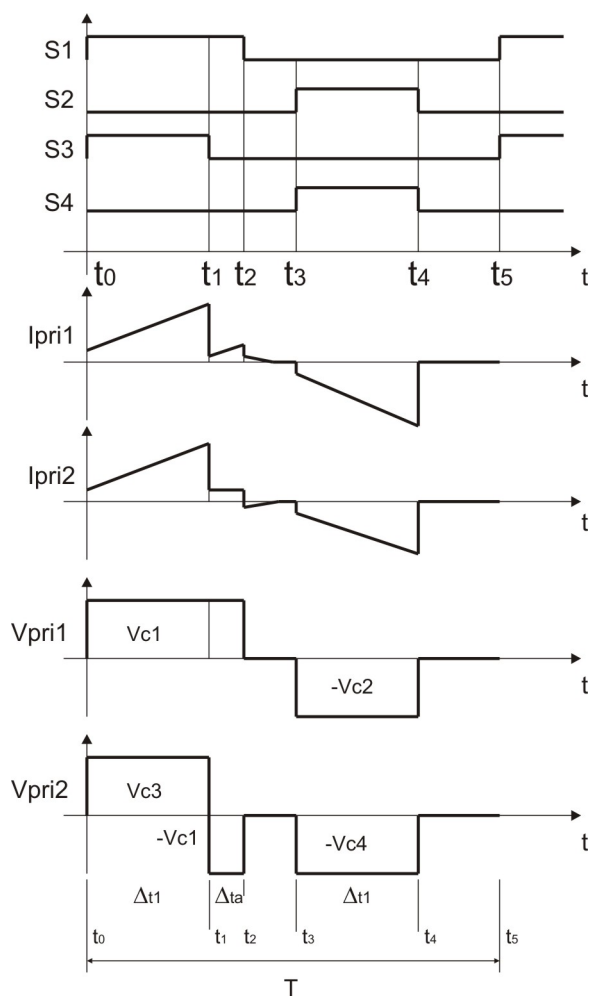


Fig. 7.7 – Tensões e correntes para uma análise simplificada obtidas através de simulação.

Estas formas de onda foram obtidas por simulação, onde considerou-se os seguintes parâmetros:

1. Indutância própria dos enrolamentos primários: $L_{pri} = 1H$;

2. Indutância própria dos enrolamentos secundários: $L_{sec} = 24,418\text{mH}$;
3. Coeficiente de acoplamento: $k = 1$.

Uma análise simplificada pode ser feita, levando-se em conta que o somatório das áreas, num período de comutação, sob as curvas das tensões nos enrolamentos do lado primário de cada transformador deve ser zero.

Dessa forma pode-se escrever as expressões (7.15) e (7.16).

$$V_{C_1} (\Delta t_1 + \Delta t_a) = V_{C_2} \Delta t_1 \quad (7.15)$$

$$V_{C_3} \Delta t_1 = V_{C_1} \Delta t_a + V_{C_4} \Delta t_1 \quad (7.16)$$

Uma análise feita por simulação mostra coerência nesses resultados, mas não precisão. Há também o fato de que essas equações não são suficientes para se ter a solução do desequilíbrio das tensões.

Se uma fonte E for considerada na entrada do circuito, pode-se escrever que a soma de todas as tensões nos capacitores deve ser sempre igual a E . Falta ainda uma equação para que o sistema com quatro variáveis possa ser solucionado.

A análise teórica detalhada deste circuito pode levar a um sistema de equações mais complexo, bem como a vários estados topológicos. Desta forma, optou-se por verificações através de simulações. Assim, é possível ter uma idéia da variação dos pontos de equilíbrio dos capacitores, em função de diferentes parâmetros que podem aparecer no protótipo de bancada.

Para a simulação (*software* ORCAD), foram adotados os parâmetros indicados na Fig. 7.8.

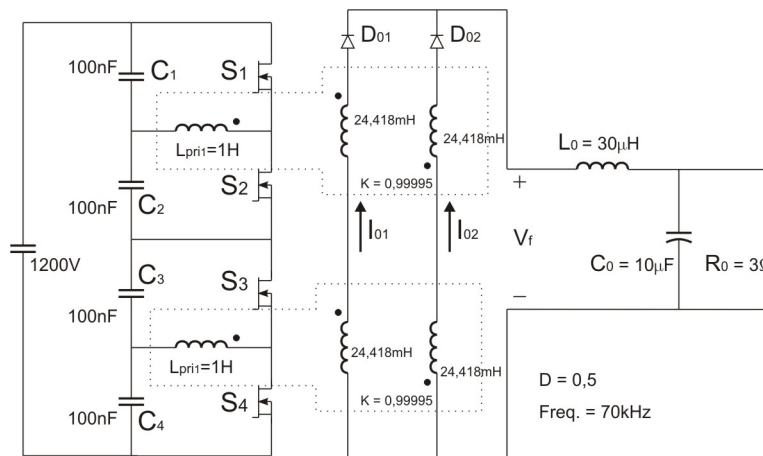


Fig. 7.8 – Parâmetros utilizados para simulação.

A partir do esquema de simulação montado, construiu-se a tabela de simulação onde foi introduzida uma variação no atraso do bloqueio de S₁.

Tabela 7.1 – Verificação do ponto de equilíbrio das tensões sobre os capacitores divisores de tensão para $L_{pri} = 1H$ e $k = 0,99995$.

Tensão média (Volts)	$\Delta t_a = 0\% \Delta t_1$		$\Delta t_a = 5,5\% \Delta t_1$		$\Delta t_a = 11,1\% \Delta t_1$		$\Delta t_a = 16,6\% \Delta t_1$	
	V _{C1}	249,97	500,00	128,66	275,45	84,96	195,76	80,50
V _{C2}	250,02	146,79		110,80		110,75		
V _{C3}	249,98	500,00	358,09	724,75	414,40	804,25	421,08	808,75
V _{C4}	250,02		360,46		389,85		387,67	

Para esta mesma simulação, quando se utiliza o coeficiente de acoplamento $k = 1$, o ponto de equilíbrio das tensões fica bem próximo da tensão $E/4$. Desta forma, nota-se que quanto mais próximo do ideal é o transformador, menor é o desequilíbrio dos capacitores de entrada.

A Fig. 7.9 mostra o atraso introduzido no bloqueio de um dos interruptores para o caso onde $\Delta t_a = 5,5\%$ de Δt_1 . O desvio da tensão em relação ao ponto médio nos capacitores de entrada também é mostrado.

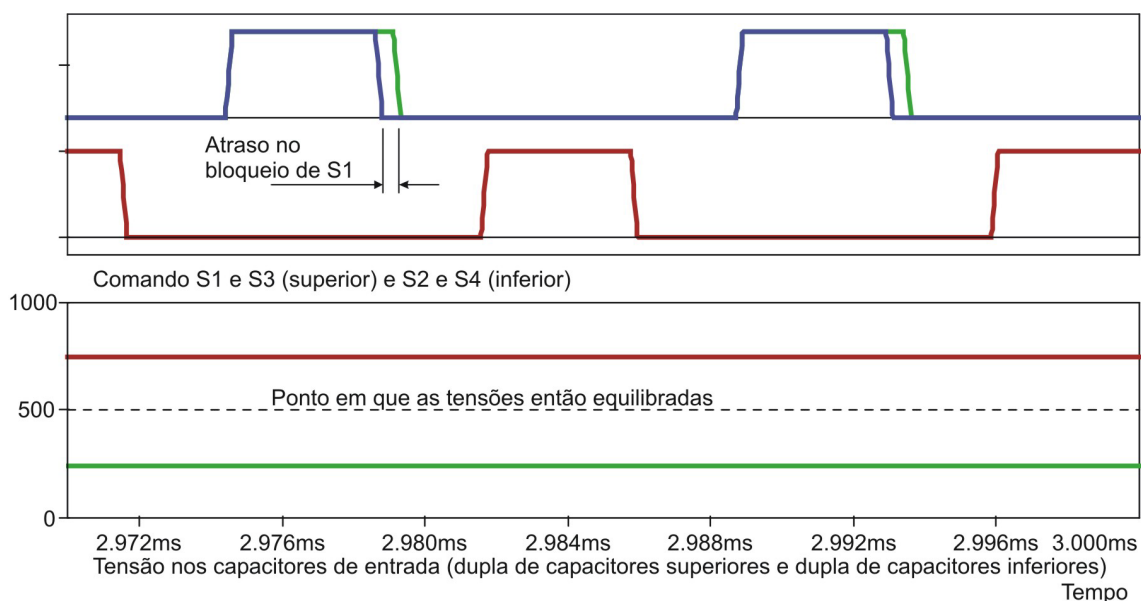


Fig. 7.9 – Efeito do atraso indesejado no sinal de comando de um dos interruptores.

7.2.7 Modificação no conversor duplo-meia-ponete para facilitar o equilíbrio

Como foi mostrado na seção anterior, a diferença de tensão, que pode aparecer nos capacitores divisores de tensão em função de perturbações no comando, é pequena. Porém, o grande problema é a ajuste inicial desta tensão. Como os capacitores partem de condições iniciais nulas, o conversor tende a ficar instável no ajuste dessas tensões na partida. Em consequência, pode levar muito tempo para que se atinja o equilíbrio das mesmas ou ainda assumir valores oscilatórios.

Uma solução encontrada para que os capacitores de entrada possam convergir mais rapidamente para as tensões de equilíbrio é a colocação de um capacitor flutuante, muito utilizado nas células de comutação multinível [23].

A colocação deste capacitor é mostrado na Fig. 7.10.

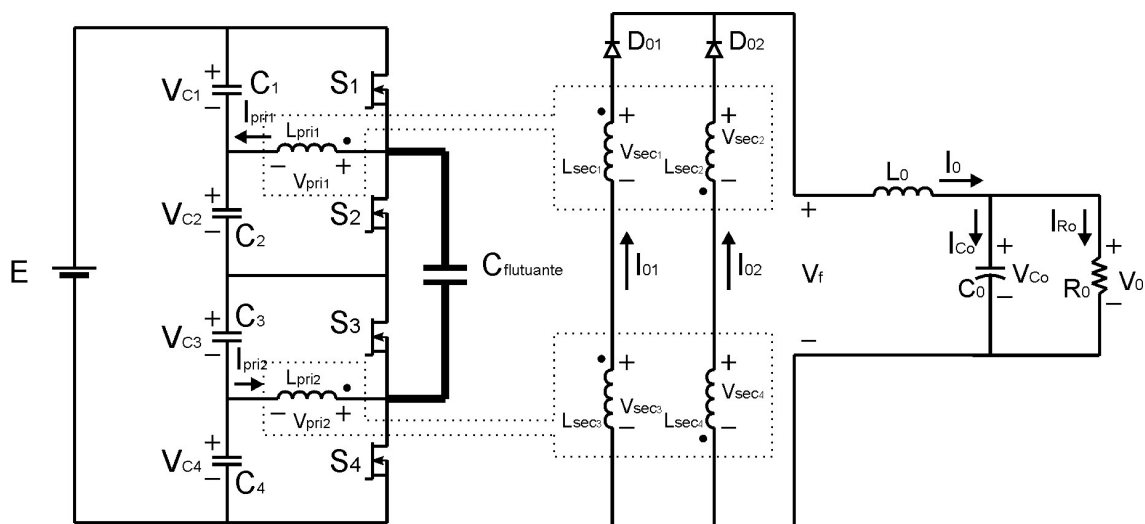


Fig. 7.10 – Capacitor flutuante para convergência das tensões de entrada.

A colocação deste capacitor não altera a sua característica de transferência de potência. Porém, caso existam atrasos indesejados no comando, novos estados topológicos aparecem, pois o mesmo fornece caminhos alternativos para que as tensões nos capacitores de entrada fiquem equilibradas. Certos estados topológicos e algumas características do funcionamento deste conversor com o capacitor flutuante são mostrados a seguir.

Atraso no bloqueio de um dos interruptores

Como no caso analisado anteriormente, é mostrado aqui a etapa de atraso

do interruptor S_1 . Inicialmente, considera-se que a primeira etapa, onde S_1 e S_3 estão comandadas a conduzir, se deu normalmente, com as tensões sobre os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 equilibradas.

A seguir é considerado que somente S_3 bloqueia, e S_1 continua conduzindo. Agora, o capacitor flutuante fornecerá um caminho alternativo para a corrente que circula no enrolamento primário L_{pri2} , mantendo a tensão neste enrolamento, bem como a corrente. A Fig. 7.11 mostra esta etapa de funcionamento.

As etapas que se seguem ocorrem normalmente, como no caso do conversor equilibrado, levando-se em consideração que agora há uma pequena diferença nas tensões dos capacitores.

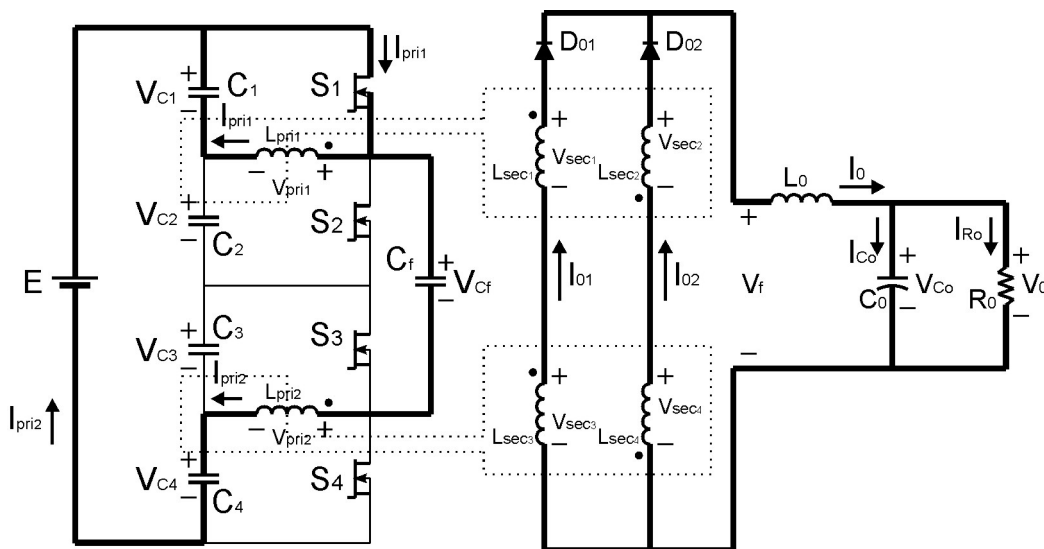


Fig. 7.11 – Atraso no interruptor s_1 para o duplo-meia-ponte.

O retorno ao equilíbrio se dará através de um curto circuito, limitado apenas pelas resistências intrínsecas dos componentes e pela resistência série do caminho no próprio circuito. Este retorno se dará no início da etapa, onde os interruptores S_1 e S_3 voltam a conduzir.

Neste momento, o capacitor flutuante C_f , que possui tensão $E/2$, é colocado em paralelo com a tensão de C_1 somada à tensão de C_2 . Como C_1 possui uma tensão $E - \Delta V$, devido à perda de tensão na etapa de desequilíbrio, a tensão total de C_1 somada a C_2 é de $2E + \Delta V$. É justamente este ΔV que provocará um pico de corrente através de S_1 e S_3 . A Fig. 7.12 ilustra esta etapa.

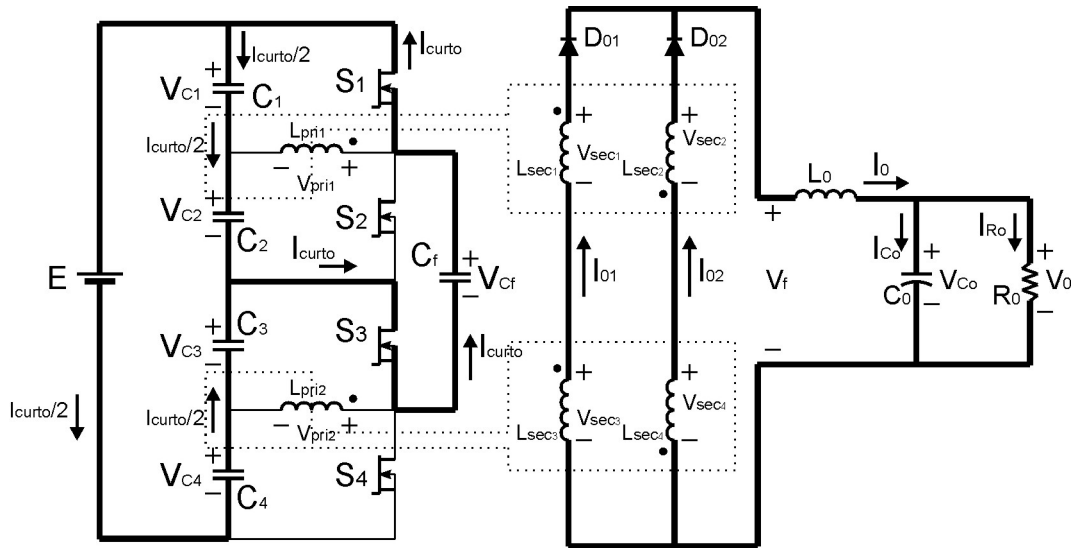


Fig. 7.12 – Etapa de retorno ao equilíbrio.

O fato de se ter uma etapa de desequilíbrio e outra de retorno, não significa que as tensões sobre os capacitores divisores de tensão são iguais, mas que o desequilíbrio é estável. Porém, dependendo do atraso e das perturbações nos interruptores as diferenças de tensões ainda existirão.

Uma simulação com a mesma estrutura anterior, porém agora com o capacitor flutuante é mostrada.

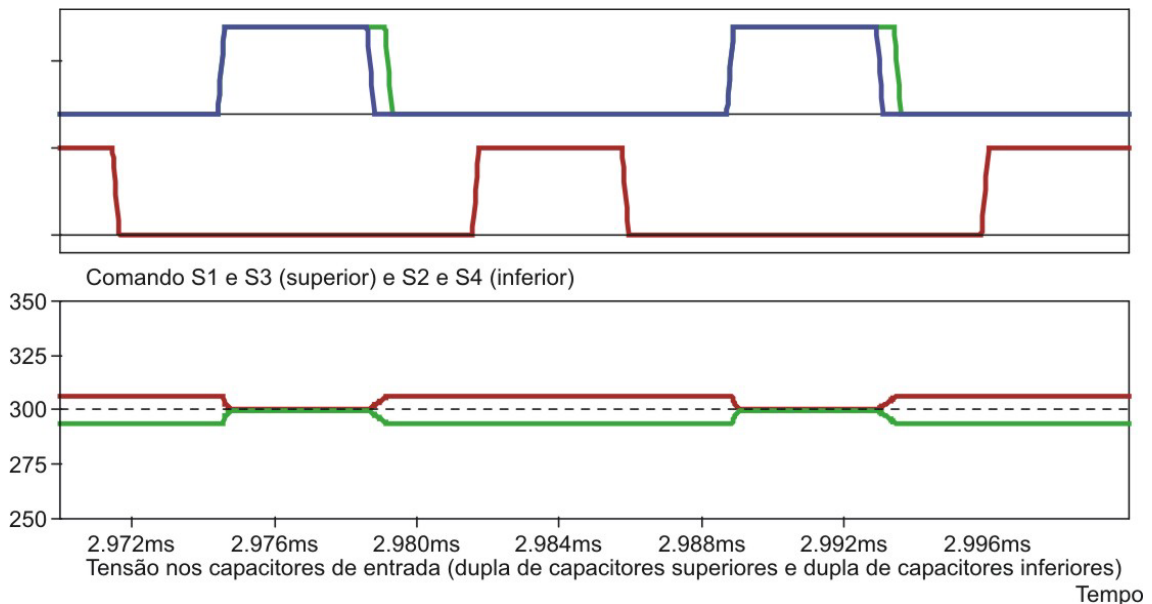


Fig. 7.13 – Atraso indesejado no comando de um interruptor na estrutura com capacitor flutuante: solução para o desequilíbrio.

7.3 Análise do desequilíbrio no conversor meia-ponte-três-níveis

A análise do conversor meia-ponte-três-níveis é baseada na observação das etapas de funcionamento. Uma simplificação das mesmas é feita, com o objetivo de explicar tendências de crescimento de tensão ou corrente nos capacitores, bem como presença de valor médio de corrente e tensão nesses elementos. Todas as análises são pautadas por simulações criteriosas e comprovação prática das mesmas.

Ao se observar o conversor meia-ponte-três-níveis, pode-se considerar o seu funcionamento muito semelhante ao conversor meia-ponte comum. Se as etapas ressonantes forem simplificadas, considerando-se o seu tempo muito curto, chega-se a quatro etapas básicas de operação, mostradas na Fig. 7.14.

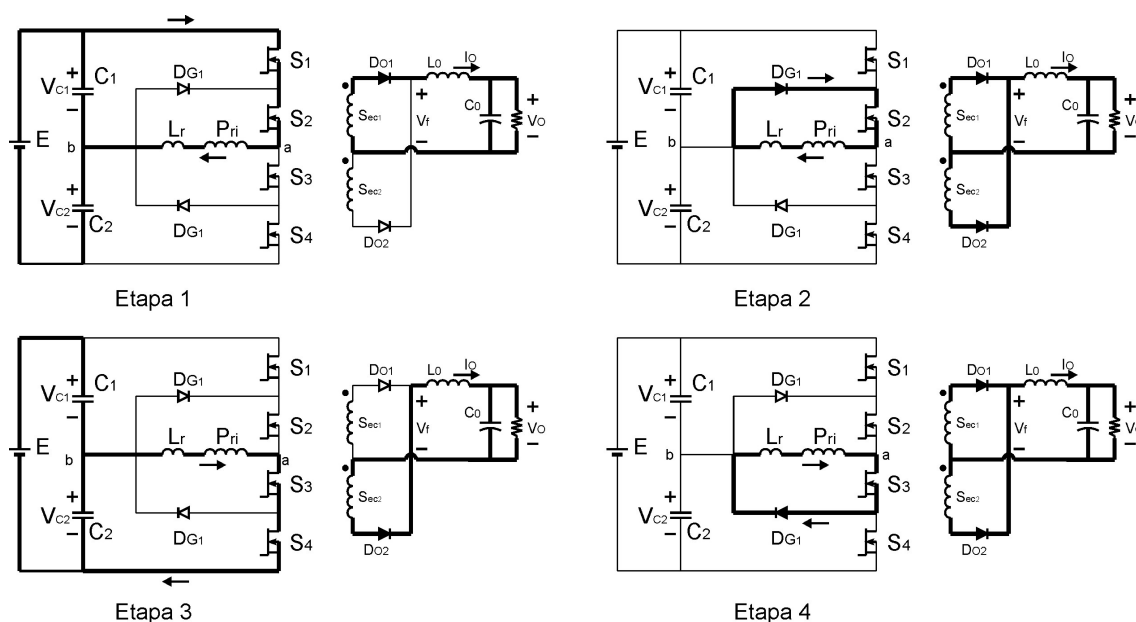


Fig. 7.14 – Etapas de funcionamento simplificadas para o meia-ponte-três-níveis.

Agora, considera-se que a etapa 1 será dividida em duas etapas, cada uma com um estado topológico distinto. Tem-se agora a etapa 1, com duração Δt_1 , e a etapa 1d, com tempo de duração Δt_d . As demais etapas continuam inalteradas, como mostrado na Tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Divisão das etapas para a análise do desequilíbrio no conversor meia-ponte-três-níveis.

etapa	intervalo	tempo de duração
Etapa 1	$t_0 - t_1$	Δt_1

<i>Etapa 1d</i>	$t_1 - t_2$	Δt_d
<i>Etapa 2</i>	$t_2 - t_3$	$\Delta t_2 - \Delta t_d$
<i>Etapa 3</i>	$t_3 - t_4$	Δt_1
<i>Etapa 4</i>	$t_4 - t_5$	Δt_2

As formas de onda de tensão V_{ab} e da corrente do enrolamento primário são mostradas na Fig. 7.15. Neste caso, considerou-se que o enrolamento primário conduz a corrente de saída, refletida ao primário. Nota-se, portanto, que pelas formas de onda dadas cada capacitor fornece uma corrente média diferente de zero em cada período, pois o tempo de condução que cada capacitor está fornecendo energia à carga difere de um Δt_d .

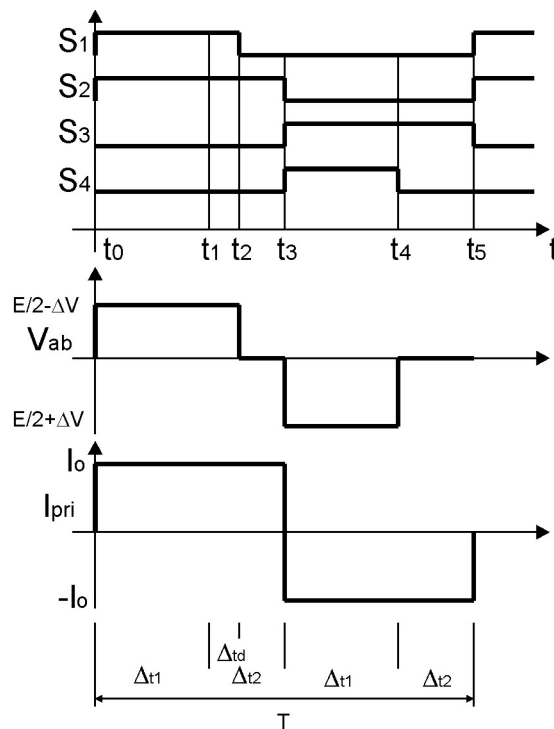


Fig. 7.15 – Formas de onda simplificadas.

Considera-se que a capacitância de C_1 e C_2 não são mais valores grandes, mas sim, valores pequenos para que se note a variação da tensão nesses capacitores no período de comutação. Então, a tensão nos capacitores irá evoluir como mostrado na Fig. 7.16, uma vez que corrente de carga e descarga dos capacitores no lado primário é sempre igual à corrente de carga refletida a esse mesmo lado.

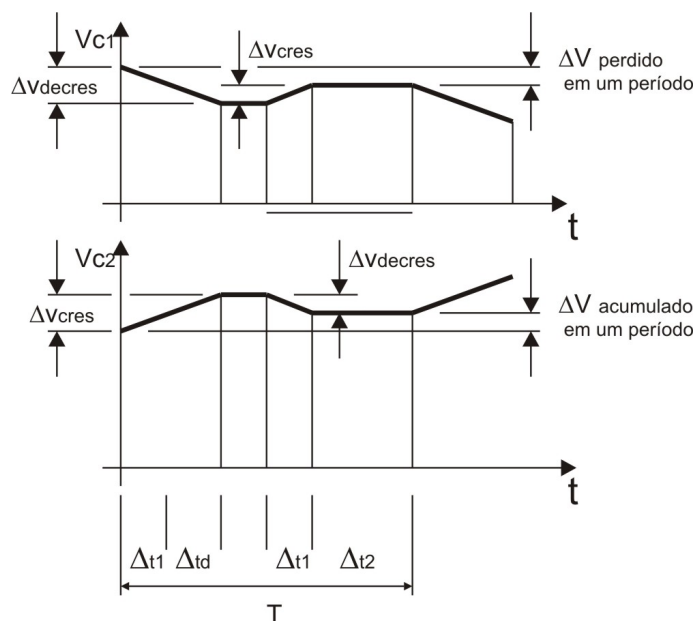


Fig. 7.16 - Tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

Para a etapa 1 da Fig. 7.14, considerando-se a corrente de saída contínua e igual a I_0 , e considerando-se ainda que esta corrente refletida é conduzida pelos interruptores, pode-se escrever as seguintes relações:

$$E - v_{C_1}(t) - v_{C_2}(t) = 0 \tag{7.17}$$

$$i_{C_1} + I_0' = i_{C_2} \tag{7.18}$$

Derivando (7.17) em função do tempo e escrevendo a equação das correntes nos capacitores, tem-se:

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \tag{7.19}$$

$$C \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} + I_0' = C \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \tag{7.20}$$

Então, a solução para as correntes nos capacitores na etapa 1 é:

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -\frac{I_0'}{2} \\ i_{C_2}(t) &= \frac{I_0'}{2} \end{aligned} \tag{7.21}$$

Logo, a tensão nos capacitores evolui de acordo com a seguinte equação:

$$\begin{aligned} v_{C_1}(t) &= \left(-\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) t + v_{C_1}(0) \\ v_{C_2}(t) &= \left(\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) t + v_{C_2}(0) \end{aligned} \quad (7.22)$$

Na terceira etapa, a mesma análise pode ser feita e as equações são exatamente as mesmas, porém com sinal invertido, indicando subida da tensão em v_{C_1} e descida em v_{C_2} . Para a corrente, i_{C_1} é agora positiva e i_{C_2} é negativa.

Pode-se tomar apenas a equação para v_{C_1} em (7.22) e escrever a variação de tensão ΔV_{C_1} em função do intervalo de tempo Δt_1 .

$$\begin{aligned} \Delta V_{C_1} &= \left(-\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) (\Delta t_1 + \Delta t_d) \text{ na descida e} \\ \Delta V_{C_1} &= \left(\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) \Delta t_1 \text{ na subida.} \end{aligned} \quad (7.23)$$

Para melhorar o entendimento, é considerado Δt_1 como sendo um tempo de duração fixo. O intervalo de duração da primeira etapa é de $\Delta t_1 + \Delta t_d$ e o da terceira etapa é somente Δt_1 .

Assim, a variação da tensão em cada período é a soma das variações na primeira e na terceira etapa. Então, pode-se escrever que:

$$\Delta V_{C_1(\text{período})} = \left(-\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) \Delta t_d \quad (7.24)$$

E, para n períodos,

$$\Delta V_{C_1(n\text{-período})} = n \left(-\frac{I_0}{2} \frac{1}{C} \right) \Delta t_d \quad (7.25)$$

Dessa forma, tem-se que para um $\Delta t_d \neq 0$, a tensão em C_1 tenderá a zero. De maneira complementar, a tensão em C_2 tenderá ao valor da tensão da fonte E .

Esta conclusão é de certa forma óbvia ao reparar-se as correntes na Fig. 7.17. Como as áreas 1 e 2 sob as curvas de correntes que entram nos capacitores são diferentes, ocorre que o desequilíbrio tende a levar a tensão de um capacitor a zero (capacitor que conduz por mais tempo), e o outro capacitor ficaria com toda a tensão da fonte E de entrada.

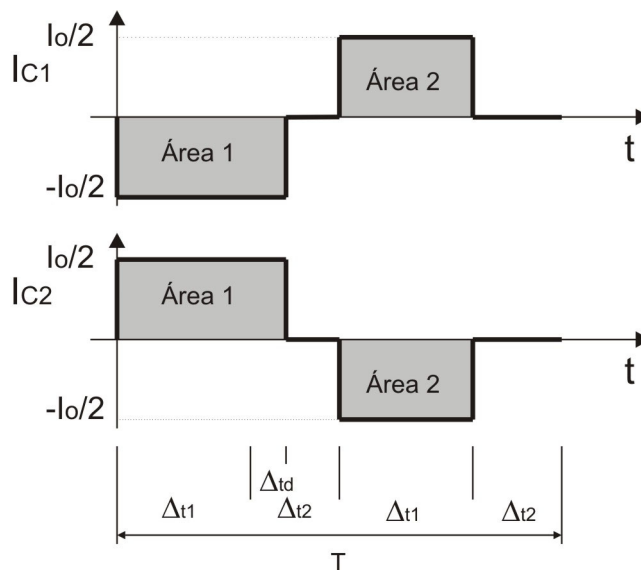


Fig. 7.17 – Corrente conduzida pelos capacitores divisores de tensão C_1 e C_2 .

No entanto, pode-se fazer uma análise simplificada através do valor médio de tensão sobre o indutor L_m . O comportamento da tensão nos capacitores, considerando-se um equilíbrio estável, é representado na Fig. 7.18.

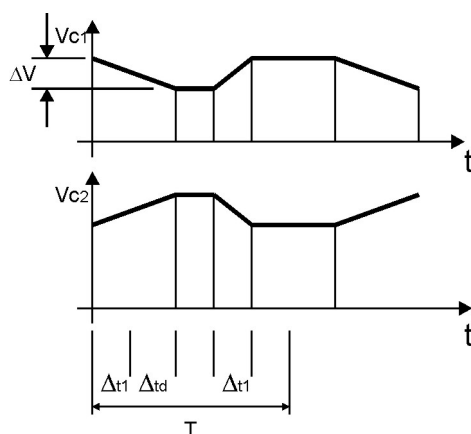


Fig. 7.18 – Tensão nos capacitores de entrada.

Pela Fig. 7.19 são consideradas duas etapas relevantes na evolução das tensões sobre os capacitores de entrada. Aqui, têm-se patamares de corrente levemente diferente em cada etapa. As etapas onde a corrente se inverte no enrolamento primário são desconsideradas. É considerado, também, que o capacitor C_1 “perde” tensão quando fornece corrente à carga durante o tempo $\Delta t_1 + \Delta t_d$, e “ganha” tensão quando o capacitor C_2 está fornecendo corrente à carga, durante o tempo Δt_1 .

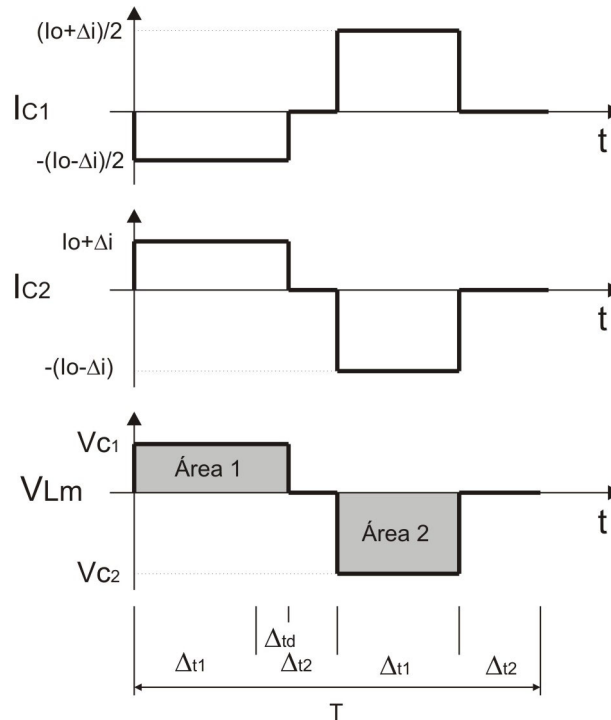


Fig. 7.19 – Formas de onda para a análise da tensão média em regime permanente no indutor L_m .

Assim, para esta análise a tensão sobre o indutor ressonante L_r é desprezada, uma vez que esta tensão só existe na inversão da corrente no enrolamento primário, etapa desconsiderada. Dessa forma, a tensão em um ciclo completo na indutância magnetizante do lado primário L_m é igual à tensão no capacitor C_1 durante um intervalo $\Delta t_1 + \Delta t_d$, e igual à tensão no capacitor C_2 num intervalo igual a Δt_1 .

Respeitando-se a convenção de sinais, e considerando-se que a tensão média de regime em um período no indutor L_m (área 1 = área 2 na Fig. 7.19) deve ser zero, a equação (7.26) pode ser escrita.

$$V_{C_1} (\Delta t_1 + \Delta t_d) = V_{C_2} \Delta t_1 \quad (7.26)$$

Ainda, sabe-se que a soma das tensões nos capacitores deve ser igual à tensão da fonte de entrada.

$$E = V_{C_1} + V_{C_2} \quad (7.27)$$

Dessa forma, pode-se escrever a tensão média para os capacitores C_1 e C_2 em função do tempo em que um par de interruptores está conduzindo simultaneamente, e do tempo de atraso de um par.

$$V_{C_1} = E \frac{\Delta t_1}{2\Delta t_1 + \Delta t_d} \tag{7.28}$$

$$V_{C_2} = E \frac{\Delta t_1 + \Delta t_d}{2\Delta t_1 + \Delta t_d} \tag{7.29}$$

Portanto, é possível prever o desequilíbrio das tensões nos capacitores, uma vez que se estabelece uma percentagem no tempo de distorção dos comandos. Nota-se que se Δt_d é zero, a tensão média nos capacitores é igual à metade da tensão de entrada. Uma simulação, onde um atraso de 16% na razão cíclica é introduzido no bloqueio de S_1 , é apresentada na Fig. 7.20. Dessa forma, substituindo-se na equação (7.28) e (7.29) tem-se:

$$V_{C_1} = 277,7V \tag{7.30}$$

$$V_{C_2} = 322,2V \tag{7.31}$$

Pode-se notar pela simulação que estes valores concordam bem, e a aproximação é válida.

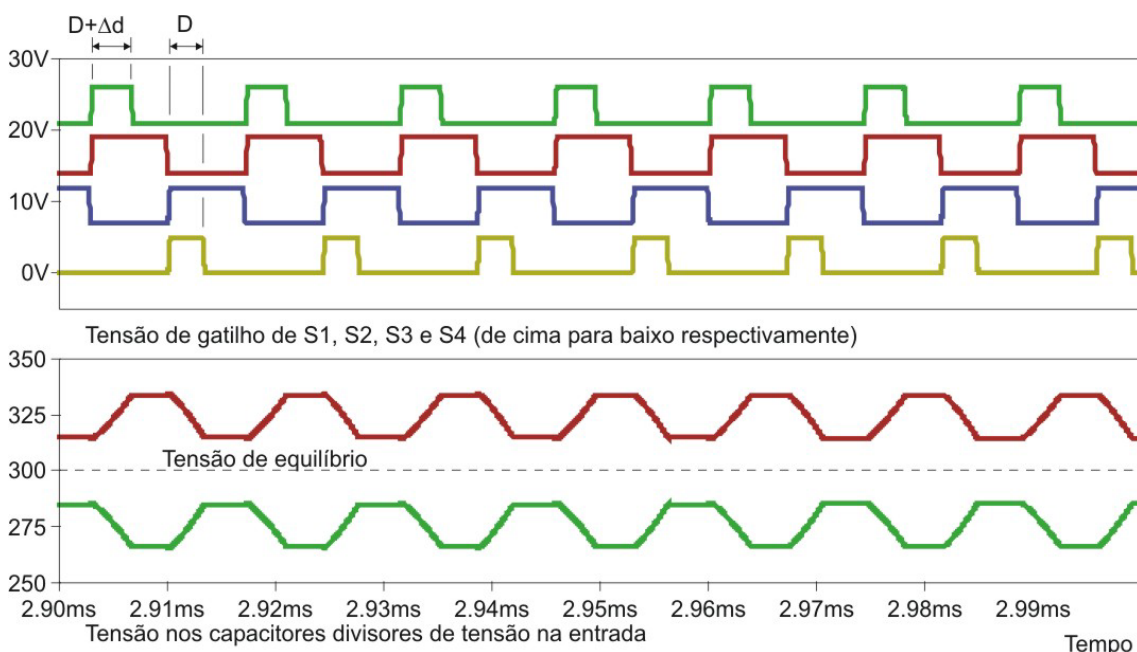


Fig. 7.20 – Desequilíbrio nas tensões dos capacitores de entrada causada pelo atraso no bloqueio de S_1 .

Pode-se incluir nessas etapas simplificadas, duas etapas a mais onde, na inversão da corrente após o bloqueio dos interruptores externos, a corrente é desviada para a malha complementar. O capacitor C_2 , por exemplo, é carregado inicialmente

com a corrente final da etapa anterior, antes de começar a transferir potência e ser descarregado. Estas etapas são ilustradas na Fig. 7.21.

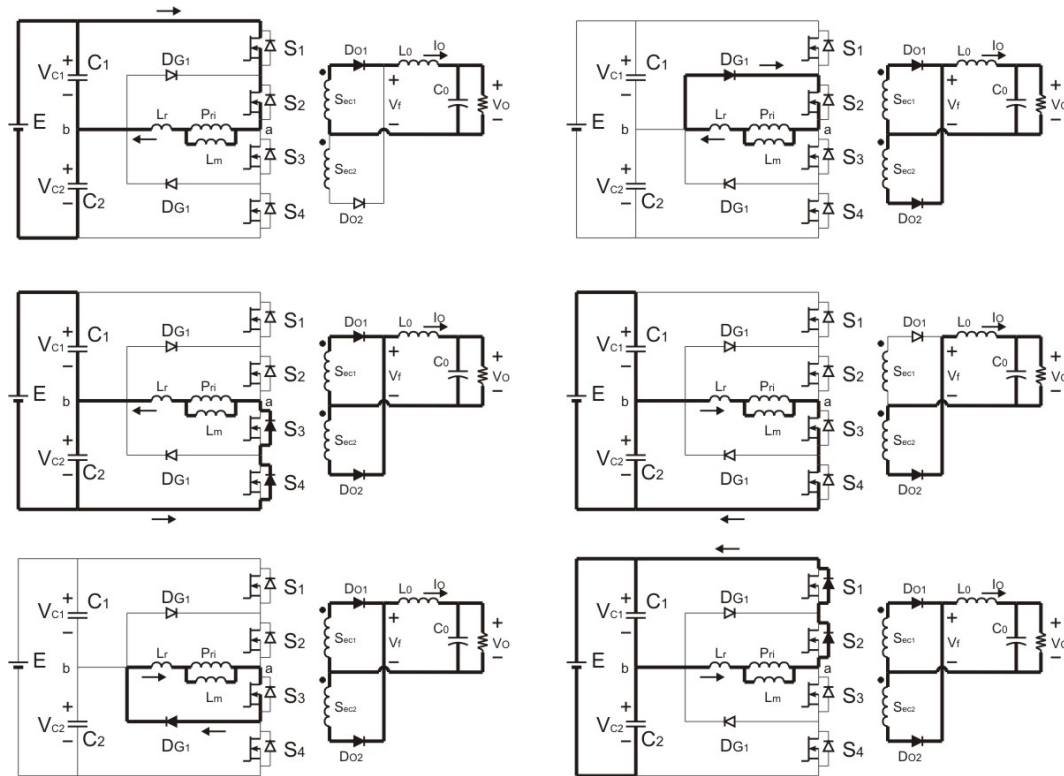


Fig. 7.21 - Etapas considerando-se alguns elementos não ideais.

Como a tensão no capacitor C_1 , que conduz mais tempo, diminui com o tempo, este irá impor uma tensão menor sobre a indutância magnetizante L_m , bem como, ao se bloquear S_2 , a corrente desviada para a carga de C_2 é menor. De maneira complementar, a corrente acumulada na indutância magnetizante tende a ser maior devido à tensão maior de C_2 sobre L_m , porém num tempo menor. A corrente desviada para a carga de C_1 , após a abertura de S_3 , também é maior. Dessa forma, fica mais evidente que o desequilíbrio que tende a uma estabilidade.

Para melhor entender os efeitos da inclusão dessas etapas, um dos caminhos é analisar etapa por etapa. Porém, a solução destas equações não foi resolvida neste estudo, por não ser objetivo principal do trabalho, e pelo fato de que a aproximação mostrada, bem como os resultados de simulação se mostraram eficazes no entendimento deste equilíbrio.

A colocação de um capacitor flutuante neste conversor leva a uma mudança na transferência de energia. Os capacitores de grampeamento podem ser retirados, bem como a modulação pode ser alterada. A Fig. 7.22 mostra este conversor.

Apesar de semelhantes, estas mudanças caracterizam uma filosofia diferente de transferência de energia e comutação. A análise deste conversor foi mostrada em [19], bem como o seu desequilíbrio analisado com detalhes em [37].

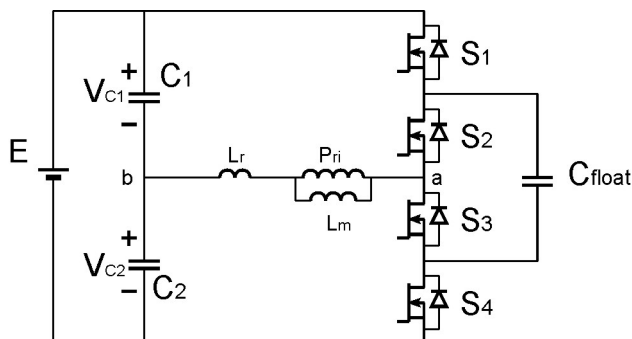


Fig. 7.22 – Conversor três níveis com capacitor flutuante.

Apesar do conversor tender a um desequilíbrio estável, há o problema da circulação de corrente média no enrolamento primário do transformador. Este problema ocorre principalmente devido às etapas de roda livre. Como solução, algumas técnicas são empregadas, como a colocação de um capacitor em série com o enrolamento primário do transformador ou na conexão entre os diodos. A Fig. 7.23 mostra estas variantes. Estas técnicas são apresentadas e estudadas em [26].

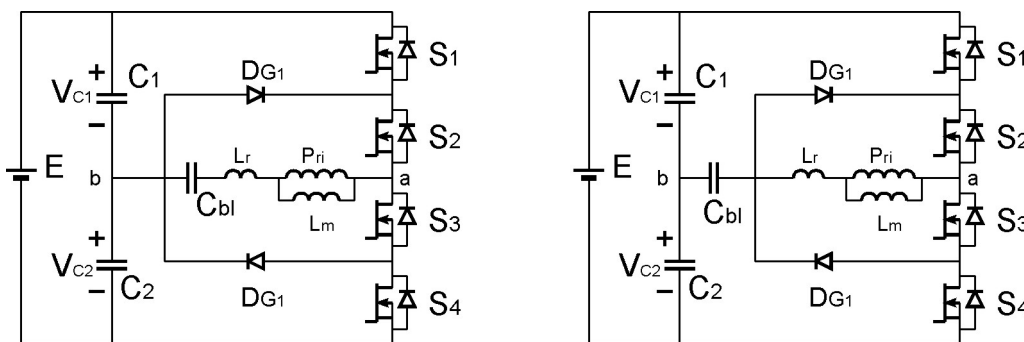


Fig. 7.23 – Variações da posição do capacitor de bloqueio de corrente média.

7.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais a seguir têm o objetivo de mostrar as tensões de equilíbrio nos capacitores de entrada dos conversores analisados neste capítulo.

A Fig. 7.24 mostra a tensão nos capacitores de entrada do conversor duplo-meia-ponte, sem a colocação do capacitor de flutuação. Estas tensões são mostradas em oposição, sendo que o canal 1 mostra a tensão positiva e o canal 2 mostra a tensão negativa. O canal *Math* mostra a soma dessas tensões. O valor dessa soma indica o

desequilíbrio, que neste caso, é elevado. Porém, este desequilíbrio é estável e mantém o seu valor sem assumir toda a tensão de barramento.

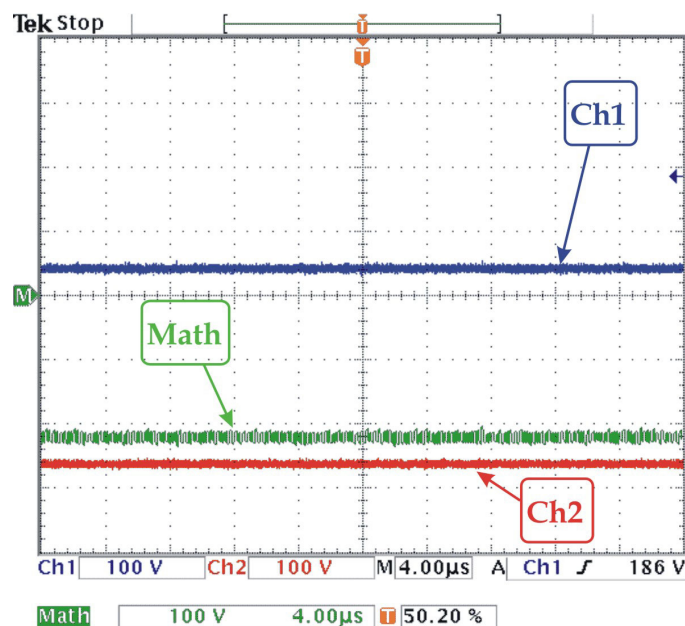


Fig. 7.24 – Tensões desequilibradas nos capacitores C_1 (Ch1: 100V/div) e C_2 (Ch2: 100V/div) de entrada do conversor duplo-meia-ponte, e soma dessas tensões (Math: 100V/div). Escala de tempo: 4µs/div.

Com a colocação do capacitor flutuante, tem-se um perfeito equilíbrio das tensões nesses capacitores. A Fig. 7.25 mostra estas tensões.

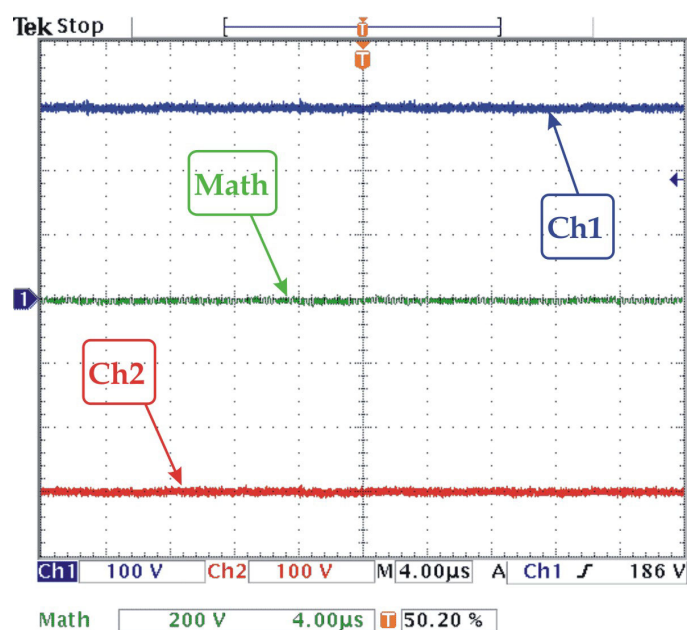


Fig. 7.25 – Tensões equilibradas nos capacitores C_1 (Ch1: 100V/div) e C_2 (Ch2: 100V/div) de entrada do conversor duplo-meia-ponte, e soma dessas tensões (Math: 200V/div). Escala de tempo: 4µs/div.

Uma particularidade notada neste conversor é que, se o mesmo for iniciado com o capacitor flutuante e este for retirado após um certo valor de tensão de entrada (no caso do teste, 600V), a tensão se mantém equilibrada com uma pequena diferença. Isto pode indicar que o desequilíbrio é proporcional às diferenças de indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos dos transformadores.

Na Fig. 7.26 é mostrada a corrente no capacitor flutuante. Pode-se observar que os picos de corrente são responsáveis por levar os capacitores de entrada ao equilíbrio. A tensão no capacitor de flutuação é a metade da tensão de entrada, 300Vcc, e possui o mesmo valor da tensão dos capacitores divisores C_1 e C_2 . Esta tensão, juntamente com a corrente, é mostrada na Fig. 7.27.

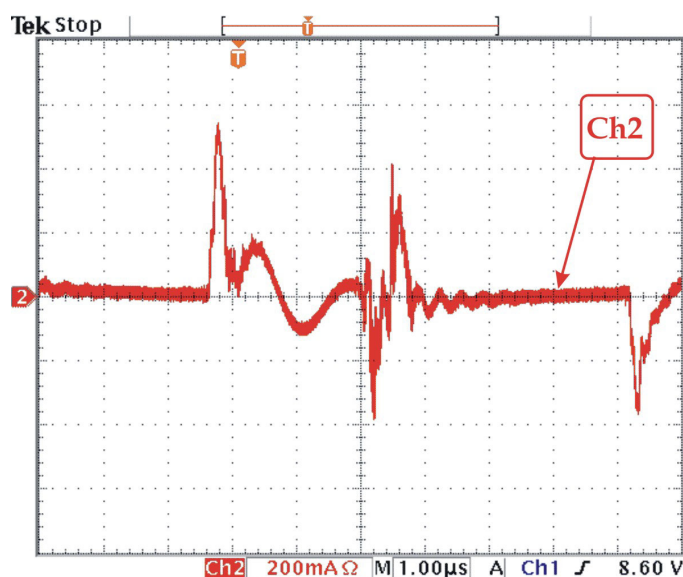


Fig. 7.26 – Corrente no capacitor de flutuação no conversor duplo-meia-ponte (Ch2: 200mA/div).
Escala de tempo: 1µs/div.

No conversor meia-ponte-três-níveis o equilíbrio de tensão nos capacitores de entrada ocorre naturalmente. Porém, este ponto de equilíbrio pode depender das diferenças do sinal de gatilho nos MOSFETs, bem como outros fatores. A Fig. 7.28 mostra a tensão dos capacitores de entrada neste conversor. A medida de tensão média nesta figura também ilustra os valores praticamente iguais de tensão dos dois capacitores.

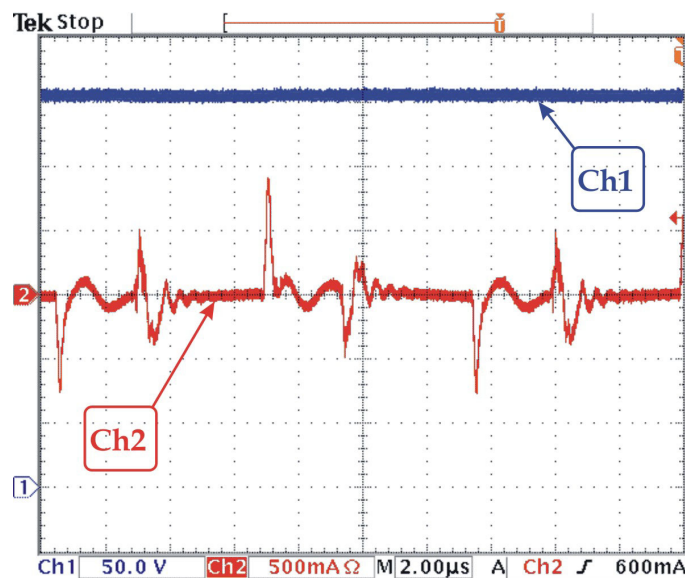


Fig. 7.27 – Tensão (Ch1: 50V/div) e corrente (Ch2: 500mA/div) no capacitor de flutuação no conversor duplo-meia-ponte. Escala de tempo: 2 μ s/div.

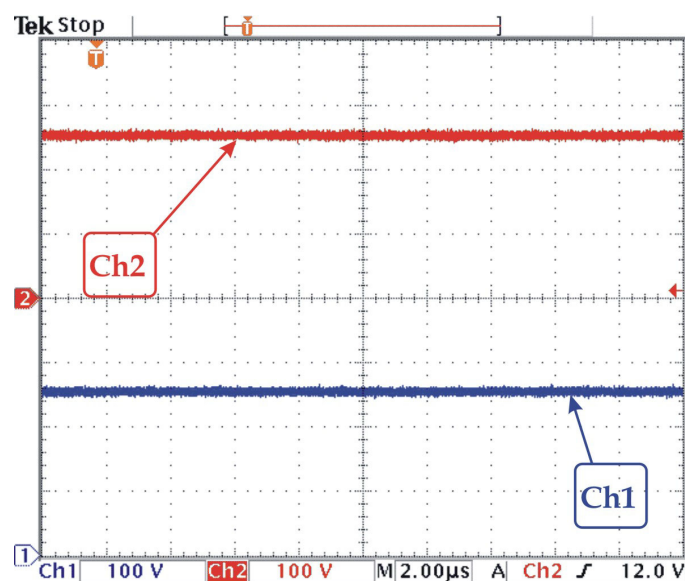


Fig. 7.28 – Tensões equilibradas nos capacitores C_1 (Ch2: 100V/div) e C_2 (Ch1: 100V/div) de entrada do conversor meia-ponte-três-níveis. Escala de tempo: 2 μ s/div.

Na Fig. 7.29 a tensão de barramento é apresentada juntamente com a tensão em um dos capacitores. O valor da tensão de barramento é o dobro da tensão nesse capacitor. Isto indica que a qualidade do comando é boa, com pequena distorção entre uma chave e outra.

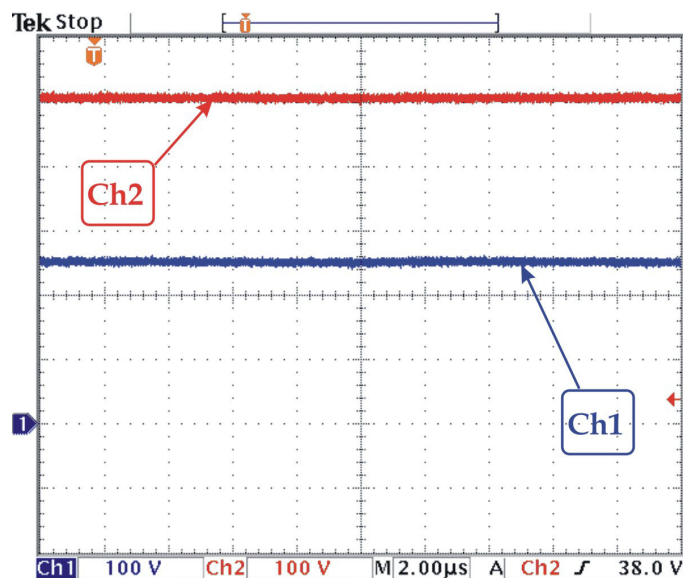


Fig. 7.29 – Tensão de barramento (Ch2: 100V/div) e tensão no capacitor C_1 (Ch1: 100V/div) de entrada do conversor meia-ponte-três-níveis. Escala de tempo: 2 μ s/div.

7.5 Conclusão

A consideração de atrasos ou diferenças nos sinais de comando é, de fato, imprescindível na análise do balanço das tensões em conversores multiníveis. Este capítulo mostrou que essas diferenças são problemáticas e levam, tanto o conversor duplo-meia-ponte, quanto o meia-ponte-três-níveis, a uma distribuição desigual das tensões nos capacitores de entrada. Porém, foi visto que este balanço desigual tende a um ponto estável.

No caso do duplo-meia-ponte, essa distribuição de tensão fica ligada aos acoplamentos magnéticos e indutâncias de dispersão. Em bancada esta situação apresentou algumas incertezas. Nos casos onde este conversor é alimentado com fonte única (ao invés de fontes com ponto médio estabilizado), este ponto de equilíbrio não ofereceu segurança, tendendo sempre a valores indeterminados. Somente com a colocação do capacitor flutuante este problema foi resolvido.

No conversor meia-ponte-três-níveis o ponto de equilíbrio da divisão de tensão já apareceu de forma mais segura. Ficou evidente que os capacitores absorvem o efeito das diferenças de comando, transformando-as em diferenças de tensão e evitando a circulação de corrente média no indutor. Algumas variantes deste circuito foram apresentadas de forma a tentar solucionar o problema.

Ressalta-se que, por não ser o escopo principal da tese, não se avançou em um estudo mais aprofundado levando-se em consideração detalhes importantes como harmônicas de chaveamento, tipos de modulação e estados topológicos de etapas de comutação. O estudo desses detalhes seria necessário para o entendimento completo deste problema. O objetivo do capítulo resumiu-se em levantar as questões do balanço de tensões nesses conversores, identificar a existência desses desequilíbrios e indicar alguns caminhos para a sua solução.

CAPÍTULO 8

CONVERSORES APRESENTADOS: UMA COMPARAÇÃO

8.1 Introdução

Este capítulo tem o objetivo de fazer uma comparação teórica entre os conversores apresentados nos capítulos anteriores. Para esta comparação são usados os dados apresentados, bem como os cálculos utilizando-se das equações desenvolvidas. As simulações também serviram como fontes de dados para comparação.

Critérios como número de componentes, volume dos componentes, rendimento e simplicidade do comando foram levados em conta neste capítulo. Uma tabela sobre possibilidades de variação das frequências de comutação dos conversores, e a medição da regulação cruzada entre os conversores novos são apresentadas.

A conclusão aponta as vantagens e as desvantagens das estruturas estudadas, ressaltando a importância deste trabalho.

8.2 Resumo dos conversores apresentados

Todos os conversores apresentados nos capítulos anteriores foram descritos detalhadamente em suas etapas de funcionamento e no levantamento das principais equações. Estes conversores são apresentados a seguir apenas para facilitar a leitura do texto.

O primeiro conversor apresentado foi o conversor denominado *duplo-forward*. Este conversor possui, como principal característica, a semelhança com o conversor *forward* clássico e se apresenta como uma topologia inédita na literatura (Fig. 8.1).

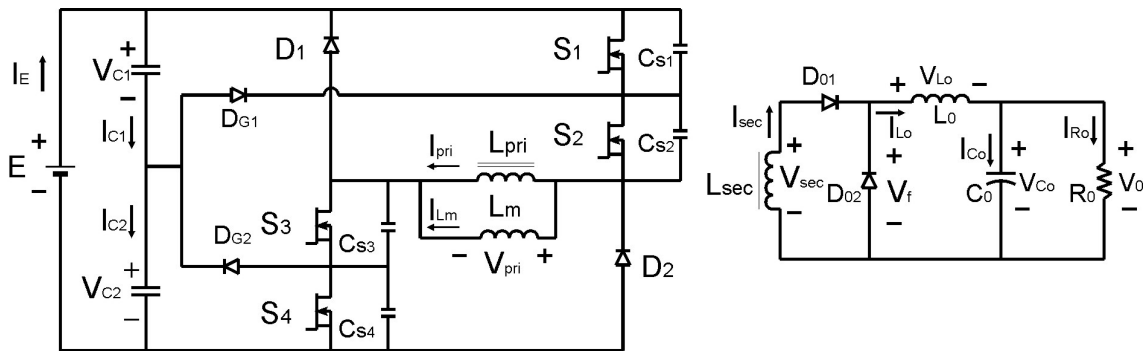


Fig. 8.1 - Conversor duplo-forward.

O segundo conversor, também inédito na literatura, é a versão *flyback* do conversor anterior. Ele funciona de maneira parecida com o conversor *flyback* tradicional, e, como o *duplo-forward*, apresenta equilíbrio natural da tensão de entrada sobre os capacitores divisores de tensão.

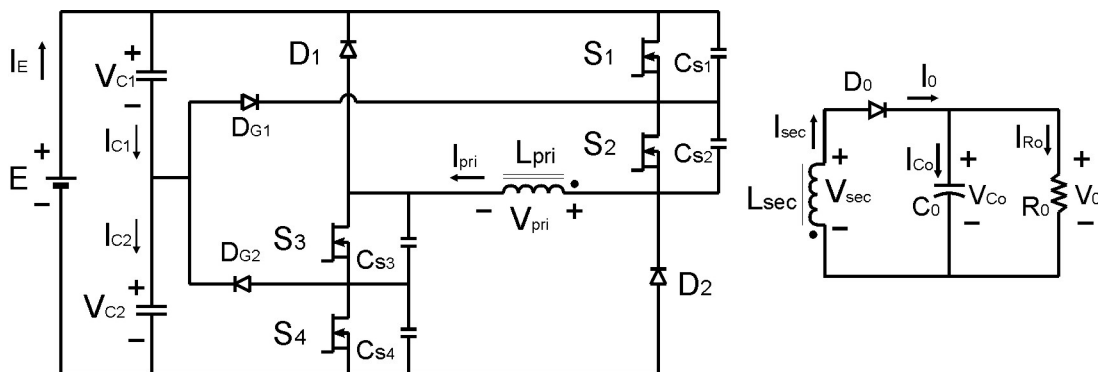


Fig. 8.2 - Conversor duplo-flyback.

O terceiro, é uma revisão do conversor apresentado na referência [46]. Este conversor possui os enrolamentos secundários dos transformadores conectados em série, com o objetivo de também equilibrar as tensões de entrada, e é mostrado na Fig. 8.3.

O quarto e último conversor apresentado também é uma revisão da literatura [17]. Muito testado e com eficácia comprovada em altas potências este conversor é, agora, apresentado operando em baixas potências e com múltiplas saídas (Fig. 8.4).

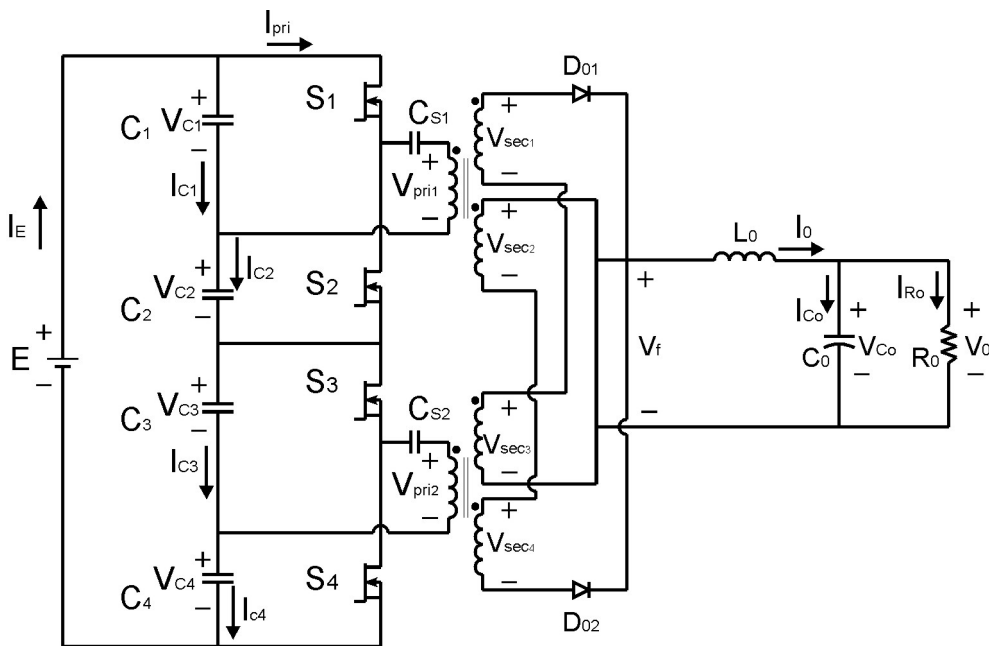


Fig. 8.3 – Conversor duplo-meia-ponte.

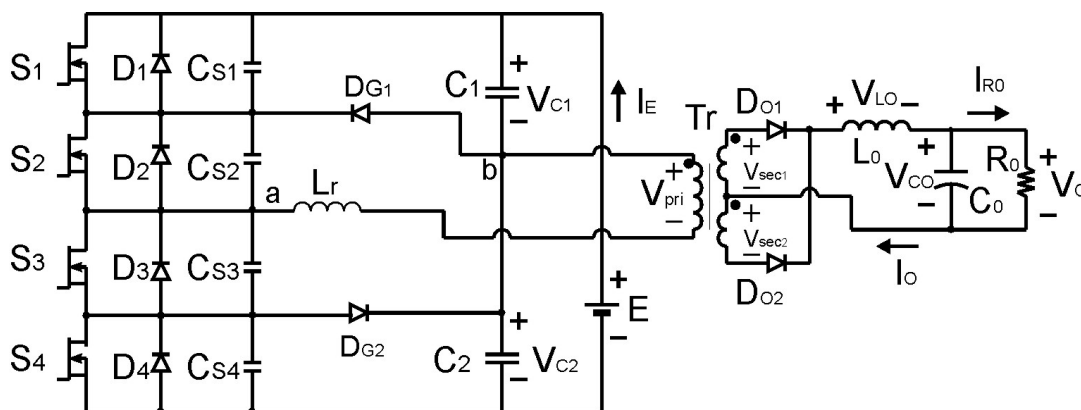


Fig. 8.4 – Conversor meia-ponte-três-níveis.

8.3 Comparação física

Esta primeira comparação tem o objetivo de apresentar em uma tabela as principais diferenças e semelhanças entre os conversores estudados. Estas diferenças são apresentadas começando-se, primeiramente, pelos elementos de potência utilizados. A comparação inicialmente apresentada é baseada em [38].

A Tabela 8.1 mostra a comparação entre esses elementos. Primeiramente, é possível deparar-se com a semelhança principal das estruturas: todas elas possuem quatro interruptores ativos. Com relação aos interruptores passivos, a estrutura mais enxuta em termos absolutos é o duplo-meia-ponte, com dois diodos por saída. Porém, quando computado o número total de saída (oito saídas no caso dos protótipos

apresentados), o *duplo-flyback* passa a ser mais vantajoso, com um único diodo por saída, apesar de possuir dois diodos de grampeamento no enrolamento primário.

Tabela 8.1 – Quantidade dos principais componentes de potência das fontes analisadas.

COMPONENTES DE POTÊNCIA	CONVERTOR			
	Duplo-Forward	Duplo-Flyback	Duplo-Meia-Ponte	Meia-Ponte-Três-Níveis
Interruptores Ativos	4			
Diodos de grampeamento	2	2	-	2
Diodos de recuperação	2	2	-	-
Diodos de potência (saída)	2	1	2	2
Total de diodos	6	5	2	4
Total de diodos para 8 saídas	20	12	16	18
Transformador (número de enrolamentos)	1 transf. 2 enr. Prim 1 enr. P/ saída Com entref.	1 transf. 2 enr. Prim 1 enr. P/ saída	2 transf. 1 enr. Prim 2 enr. P/ saída p/ cada transf.	1 transf. 1 enr. Prim 2 enr. P/ saída
Total para 8 saídas	1 transf. 10 enr.	1 transf. 10 enr.	2 transf. 17 enr p/ trans.	1 transf. 17 enr.
Indutor ressonante	-	-	-	1
Indutor de saída	1	-	1	1
Total de magnéticos	1 transf. 1 indutor	1 transf.	2 transf. 1 indutor	1 transf. 2 indutores
Total de magnéticos para 8 saídas	1 transf. 8 indutores	1 transf.	2 transf. 8 indutores	1 transf. 9 indutores
Capacitores de entrada (cer.)	2	2	4	2
Capacitores de saída (elet.)	1	1	1	1
Total de capacitores	3	3	7	3
Total de cap. para 8 saídas	10	10	14	10

As estruturas *duplo-flyback* e *duplo-forward* são as que apresentam menor número de enrolamentos nos transformadores. A vantagem é ainda maior quando comparados à estrutura duplo-meia-ponte, que apresenta dois transformadores. Nesta estrutura, cada um desses transformadores possui dois enrolamentos por saída. Ainda no quesito dos magnéticos, a maior vantagem é da estrutura tipo *flyback*, com um único transformador, independente do número de saídas. Todos os outros conversores possuem pelo menos um elemento magnético a mais, devido ao indutor do filtro de saída.

O número de capacitores foi um item que se mostrou estável em praticamente todas as estruturas. Com apenas dois capacitores a mais no lado primário, devido à divisão da tensão de entrada ser feita necessariamente em quatro fontes de tensão, o conversor duplo-meia-ponte apresenta quatro capacitores na entrada. Porém, todos apresentam o mesmo número de capacitores na saída. Aqui, deve-se levar em consideração que o capacitor de saída do conversor *duplo-flyback* possuirá um valor maior do que os outros conversores.

8.4 Comparação das principais variáveis

Uma das principais variáveis em estruturas isoladas é a relação de transformação utilizada nos transformadores de isolamento. A tensão apresentada ao enrolamento primário desses transformadores é proporcional ao número de espiras deste mesmo enrolamento, e também deve ser observada. A tensão apresentada ao lado primário dos conversores *duplo-forward* e *duplo-flyback* é o valor total da tensão de entrada. Nos conversores em ponte a tensão equivale à metade da tensão de entrada.

A Tabela 8.2 apresenta a relação de transformação utilizando um D genérico como parâmetro. Em seguida, é apresentado o valor máximo teórico utilizado para a razão cíclica D . Cabe ressaltar que esses valores são para o modo de condução contínua. Pode-se observar que se este valor de D_{max} for substituído nas equações de n , todas as estruturas com o modo *buck* de transferência (entende-se por modo *buck* como aquelas que armazenam energia no indutor de saída) possuem a mesma relação de transformação. O *duplo-flyback*, por sua vez, apresenta uma relação de transformação característica do seu modo de transferência (*buck-boost*).

Tabela 8.2 – Comparação das principais variáveis dos conversores analisados.

	Duplo- Forward	Duplo- Flyback	Duplo- Meia-Ponte	Meia-Ponte- Três-Níveis
Relação de Transformação n	$n = \frac{1}{D} \frac{V_o}{V_i}$	$n = \frac{1-D}{D} \frac{V_o}{V_i}$	$n = \frac{1}{D} \frac{V_o}{\frac{V_i}{2}}$	$n = \frac{1}{D} \frac{V_o}{\frac{V_i}{2}}$
Razão cíclica máxima (teórica)	$D_{\max} = 0,5$	$D_{\max} = 0,5$	$D_{\max} = 1$	$D_{\max} = 1$
Indutor de saída	$L_o = \frac{V_o(1-D)}{f_s \Delta I L_o}$	-	$L_o = \frac{V_o(1-D)}{2f_s \Delta I L_o}$	$L_o = \frac{V_o(1-D)}{2f_s \Delta I L_o}$
Capacitor de saída	$C_o = \frac{V_o}{16f_s^2 \Delta V_o L_o}$	$C_o = \frac{V_o}{2f_s \Delta V_o R_o}$	$C_o = \frac{V_o}{64f_s^2 \Delta V_o L_o}$	$C_o = \frac{V_o}{64f_s^2 \Delta V_o L_o}$

Outras variáveis muito importantes na comparação entre os conversores são os valores da capacitância e da indutância que irão compor o filtro de saída. As expressões para a indutância de saída mostram que a indutância nos conversores em ponte deve ser metade do valor da indutância no conversor *duplo-forward*. Uma vez que a frequência apresentada à carga é o dobro nestes conversores, era de se esperar uma redução do filtro. Esta mesma redução aparece no valor das capacitâncias de saída, também menores nos conversores tipo ponte.

Aqui, há a exceção do conversor *duplo-flyback*. Neste conversor não há indutor na saída. O capacitor possui um valor mais alto em função disso, e a equação que define a capacitância é obtida através de variáveis diferentes daquelas obtidas nos outros conversores.

A Tabela 8.3 mostra os dados obtidos a partir de uma planilha baseada na mesma metodologia de cálculo para todas as estruturas. Estes cálculos respeitaram os limites impostos pelas características dos conversores. Os valores de tensão de entrada e saída, no entanto, foram os mesmos.

Os limites impostos aqui já foram comentados nos capítulos que tratam de cada conversor e são, principalmente: o respeito ao tempo de desmagnetização no conversor *duplo-forward*; os limites na relação de transformação do conversor *duplo-flyback*; a razão cíclica limitada, ou o uso da razão cíclica efetiva no caso do meia-ponte três-níveis. Os valores das capacitâncias apresentados foram os valores de capacitores comerciais mais próximos, acima dos valores obtidos nos cálculos. Os valores de indutores foram obtidos para os conversores como se houvesse uma única saída processando a potência de todas as saídas.

Tabela 8.3 – Resultados obtidos através das planilhas de cálculo.

	Duplo- Forward	Duplo- Flyback	Duplo- Meia-Ponte	Meia-Ponte Três-Níveis
<i>n</i>	0,205	0,105	0,160	0,200
<i>D</i>	0,37	0,42	0,95	0,95 (Def = 0,76)
<i>Lo</i>	59,19μH	-	29,6μH	29,6μH
<i>Co</i>	10μF	100μF	3,3μF	3,3μF

8.5 Resultados de simulação

Para uma comparação eficaz, todas as simulações foram feitas com os mesmos padrões. Aqui, todos os interruptores utilizados foram os mesmos. Os diodos utilizados foram os modelos reais mais próximos possíveis dos limites obtidos nos cálculos.

O fator de acoplamento utilizado para todos os transformadores foi o mesmo, bem como a forma de analisar os dados obtidos da simulação.

A primeira comparação que se pode fazer é com relação as correntes e tensões sobre os interruptores. A tensão sobre os interruptores já parte do pressuposto de que está sempre limitada em, no máximo, na metade da tensão de entrada.

Para as correntes existem dois modos de comparação. O primeiro é o valor da corrente média conduzida por cada interruptor. Este valor não apresenta uma variação muito grande, uma vez que a potência processada é a mesma. Porém, nota-se

que a estrutura *duplo-flyback* apresenta maior valor de corrente, uma vez que opera em condução descontínua. Também, neste conversor nota-se a maior corrente de pico.

As correntes foram apresentadas em uma linha que representa o primeiro par de interruptores, e na segunda linha está o segundo par (Tabela 8.4). Cada par representa um grupo de interruptores que conduz a mesma quantidade de corrente. Em alguns casos são os interruptores externos (*duplo-forward* e *duplo-flyback* e meia-ponte-três-níveis). No caso do conversor duplo-meia-ponte são pares alternados que conduzem a mesma quantidade de corrente.

Também foi feita a simulação para os dois extremos de tensão de entrada, no caso, 300V e 1200V. Esses valores de tensão estão identificados na tabela.

As correntes nos diodos de saída também foram maiores no conversor tipo *flyback*. Somente as correntes nos enrolamentos primários do transformador dos conversores em ponte é que chegaram perto dos valores das correntes no conversor *duplo-flyback*. Isto, devido ao fato desses conversores processarem uma maior quantidade de reativos que o conversor *duplo-forward*.

Tabela 8.4 – Resultados de simulação.

	Tensão de Entrada	Duplo-Forward	Duplo-Flyback	Duplo-Meia-Ponte	Meia-Ponte-Três-Níveis
I_{Sdreno} (1º par) médio (pico)	300V	481,294mA (1,2519A)	707,914mA (2,0790A)	656,657mA (1,0735A)	478,364mA (1,4443A)
	1200V	122,242mA (1,3371A)	138,936mA (2,1281A)	300,424mA (1,2966A)	134,511mA (1,8837A)
I_{Sdreno} (2º par) médio (pico)	300V	491,313mA (1,2563A)	813,066mA (2,0805A)	660,193mA (1,0643A)	563,188mA (1,4489A)
	1200V	137,582mA (1,3429A)	224,551mA (2,1500A)	311,252mA (1,2536A)	622,377mA (1,8837A)
I_{Do}	300V	3,0851A (7,5440A)	8,2892A (27,5790A)	3,2557A (6,7088A)	3,3175A (7,4456A)

médio (pico)	1200V	1,1667A (8,3834A)	8,3294A (28,2650A)	3,2425A (8,1386A)	3,3999A (10,7140A)
I _{Drl} médio (pico)	300V	3,2957A (7,6711A)	-	-	84,829mA (1,7360A)
	1200V	5,3722A (8,3719A)	-	-	487,886mA (1,8898A)
I _{prim} rms	300V	737,649mA	1,5533A	1,0843A	1,2747A
	1200V	392,658mA	672,187mA	633,098mA	1,3459A

A Tabela 8.5 mostra os rendimentos obtidos a partir da simulação. Para conversores de baixas potências estes resultados demonstram um rendimento elevado. Para os conversores com picos de tensão menores há uma redução no rendimento com tensão de entrada maior. Para esses casos, a diminuição da corrente com o aumento da tensão de entrada não compensa a perda da entrada em condução (*duplo-forward* e *duplo-meia-ponte*). No caso do *duplo-flyback*, como as correntes dos enrolamentos primários são elevadas, com picos elevados (se comparadas às outras estruturas), a redução de corrente com o aumento da tensão de entrada leva a um rendimento maior.

No conversor meia-ponte-três-níveis o rendimento diminui com o aumento da tensão de entrada, porém, esta redução está ligada ao fato de que uma corrente menor no enrolamento primário prejudica a comutação suave dos interruptores.

Tabela 8.5 - Rendimentos obtidos na simulação.

	Duplo- Forward	Duplo- Flyback	Duplo- Meia-Ponte	Meia-Ponte- Três-Níveis
V _{in} = 300V	88,99%	87,69%	88,95%	89,30%
V _{in} = 1200V	85,88%	88,63%	83,26%	86,85%

Como último parâmetro de variação nas simulações, escolheu-se dois conversores para uma variação de frequência. Então, modificou-se a frequência nas planilhas de cálculo, alterou-se os valores referentes aos elementos reativos (capacitores e indutores) e levantou-se dados com relação ao rendimento.

Esses valores são mostrados na Tabela 8.6. Um dos conversores escolhidos é justamente o que apresenta comutação suave nos interruptores. Esta escolha deve-se ao fato de que a comutação suave permite que seja possível um aumento de frequência, sem grandes aumentos nas perdas de comutação. Esta conclusão é tirada da Tabela 8.6. O conversor *duplo-forward* apresentou uma queda mais acentuada com relação ao aumento da frequência do que o conversor meia-ponte três-níveis. Esses dados são interessantes e devem ser levados em conta para a aplicação em questão, uma vez que com frequências mais altas consegue-se um maior grau de compactação dos elementos magnéticos.

Tabela 8.6 – Rendimento em função da frequência de comutação.

V _{in} = 1200V	70kHz	140kHz	280kHz
Duplo-Forward	85,88%	76,83%	60,74%
Meia-Ponte-Três-Níveis	86,85%	82,76%	72,95%

8.6 Resultados Experimentais

A comparação feita até aqui levou em conta características de projeto de cada conversor, e dados de projeto. Agora, são feitos comentários sobre informações obtidas em bancada, bem como as dificuldades encontradas em cada montagem.

Primeiramente, pode-se afirmar que o rendimento de cada estrutura ficou em torno de 80%. Fica difícil comentar sobre o rendimento, uma vez que a sua obtenção em bancada é praticamente impossível ou muito difícil de ser medido.

As dificuldades encontradas para se levantar com precisão estes dados devem-se ao fato de que cada estrutura possuía um número elevado de saídas. Este número elevado de saídas impedia que todas as saídas fossem medidas ao mesmo tempo, principalmente devido à limitação do número de wattímetros (eram necessário 10 wattímetros). Da mesma forma, a corrente pulsada em alta frequência na entrada mascarava os dados.

Outro fator que dificultou refere-se à regulação cruzada. Uma vez que a regulação cruzada não era feita pela saída de maior potência, uma carga adicional era colocada em cada saída para que se pudesse obter uma regulação dentro de parâmetros mínimos. Dessa forma, as medidas obtidas de rendimento em bancada mostraram valores imprecisos, e às vezes, incoerentes.

Portanto, os valores obtidos, algo em torno de 80%, devem ser vistos de forma criteriosa, levando-se em conta de que as perdas do circuito de comando podem ser relevantes, bem como as perdas devido a cargas mínimas e circuitos de partida (relés ou transistores). Essas, podem representar até 10% do rendimento de conversores de pequenas potências destinados a fontes auxiliares. Se forem computadas ainda as perdas em relação a reguladores lineares que podem vir a serem utilizados na saída, o rendimento desses conversores pode cair a algo em torno de 50%.

Com relação à regulação cruzada, cabe destacar que não houve surpresas. Todas as fontes com saídas em corrente, ou seja, que possuíam indutores na saída, apresentaram regulação cruzada piores do que a fonte *duplo-flyback*. Apesar de sua saída também ser em corrente, o fato de que o indutor de saída é acoplado (o transformador, na verdade, é um indutor acoplado), ajuda a melhorar a distribuição da energia armazenada.

Tabela 8.7 - Aumento da tensão nas saídas não reguladas com a retirada da carga no conversor *duplo-flyback*.

Regulação cruzada - conversor <i>duplo flyback</i>						
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4	Saída 5	Saída 6
Tensão com carga nominal	10,9V	18,4V	19V	18,9V	20,3V	25,7V
Tensão com carga mínima (10%)	25,5V	38,4V	28,9V	43,7V	34,2V	45,5V
Aumento percentual da tensão	233,9%	208,7%	152,1%	231,2%	168,5%	177,0%

Apenas como ilustração, são apresentados os dados na Tabela 8.7 e na Tabela 8.8. Nestas figuras são representados os valores de tensão medidos em cada

uma das saídas não reguladas com carga nominal, e em seguida a carga é retirada. Os valores de tensão de cada saída são medidos novamente. Tem-se então os valores apresentados em cada uma das seqüências mostradas nas tabelas e a sua variação percentual com a diminuição da carga para um valor mínimo.

Tabela 8.8 – Aumento da tensão com a retirada da carga nas saídas não reguladas no conversor duplo-forward.

Regulação cruzada - conversor <i>duplo forward</i>						
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4	Saída 5	Saída 6
Tensão com carga nominal	11,2V	23,3V	23,3V	24V	23,7V	23,6V
Tensão com carga mínima (10%)	44,8V	85V	87,2V	90,8V	90,4V	88,2V
Aumento percentual da tensão	400,0%	364,8%	374,2%	378,3%	381,4%	373,7%

Pode-se entender por regulação cruzada o quanto a tensão de uma saída não regulada varia com a variação de carga de uma saída regulada. Da mesma forma, deve-se verificar o quanto a tensão em uma saída não regulada se altera com a variação de carga, medindo-se dessa forma o quanto esta variação de carga é “sentida” na saída regulada.

A medida da variação da tensão nas saídas não reguladas mediante a variação da carga na saída regulada não foi feita. Isto justifica-se pelo fato de que existia no projeto em questão uma saída exclusiva para a alimentação própria do circuito de comando do conversor, e que servia para a regulação. As outras saídas eram todas completamente isoladas do lado primário nos conversores testados. Dessa forma, somente a regulação cruzada apresentada era interessante para o escopo do trabalho.

8.7 Conclusão

A apresentação dos conversores testados, quando colocados lado a lado, parece mostrar mais semelhanças do que diferenças. Se identificados apenas pelo

número de componentes, pode-se notar que a redução da tensão de bloqueio sobre os interruptores para a metade da tensão de entrada leva de qualquer maneira a colocação de quatro interruptores.

O volume e o número dos componentes utilizados não apresenta uma diferença significativa. Porém, nota-se uma clara vantagem do conversor *duplo-flyback* devido ao fato de não possuir indutor de saída, mesmo pagando o preço da alta capacitância de filtragem.

O conversor duplo-meia-ponte tem como grande desvantagem o fato de possuir muitos enrolamentos no lado secundário. São dois para cada transformador, o que dá quatro para cada saída, que ainda devem ser ligados em série.

A estrutura meia-ponte-três-níveis possui como vantagem a comutação suave, podendo indicar uma boa escolha, caso fosse necessário aumentar a frequência de comutação para se ter um nível de compactação maior. Os testes com múltiplas saídas não foram problema para essa estrutura. Além disso, a diminuição do volume do filtro de saída devido à frequência duplicada no lado secundário do transformador ajuda na compactação do volume.

Porém, para a necessidade apresentada, figuram com vantagem as estruturas *duplo-forward* e *duplo-flyback*. A grande facilidade de transferência de tecnologia desses conversores é um forte trunfo. Pode-se perceber pelas tabelas e números apresentados que essas estruturas trazem, tanto nas correntes, capacitâncias, indutâncias, quanto nas características estáticas e dinâmicas, as mesmas particularidades de suas estruturas básicas.

A comparação de regulação cruzada mostrou, no entanto, que ainda para a necessidade particular, o *duplo-flyback* seria mais adequado. Apesar dos picos de corrente nos diodos e chaves serem maiores, a eliminação dos indutores representa uma redução de custo relevante. Ficam reservadas ao conversor *duplo-forward* as aplicações para potências acima de 100W, onde, da mesma forma que nas estruturas básicas com uma chave, a colocação de diodos de saída que suportem os picos de corrente não seria vantajosa em relação à adição de mais um indutor.

CONCLUSÃO GERAL

O uso generalizado da eletrônica de potência trouxe uma ampla difusão do estudo de conversores estáticos. Incluem-se aí o elevado número de conversores CC-CC existentes. Aparentemente, tem-se a impressão de que tudo já foi “inventado” e dominado neste campo, restando agora aprimorar as topologias conhecidas com técnicas para elevar o rendimento e a compactação. Porém, é exatamente deste uso, cada vez mais presente, da eletrônica a serviço da tecnologia e do desenvolvimento, que surgem necessidades cada vez mais novas e surpreendentes.

Essas necessidades abrigam problemas, até então, pouco estudados ou discutidos. Dessa forma, abrem caminho para a pesquisa de novas soluções, inclusive em campos tidos com saturados – caso dos conversores CC-CC. Foi justamente de uma necessidade imediata da indústria que surgiu a oportunidade de se fazer conversor para fonte auxiliar, que suportasse uma elevada tensão de entrada, fosse confiável, permitisse múltiplas saídas e eliminasse a necessidade do transformador de baixa frequência.

A apresentação dos conversores *duplo-forward* e *duplo-flyback* trouxe tudo isso. Eles permitem a redução da tensão de bloqueio dos interruptores à metade do valor da fonte de entrada. São mais confiáveis do que as estruturas concorrentes, pois possuem um menor número de componentes para o comando, e não permitem curto circuito direto no barramento. As múltiplas saídas não são só permitidas, como fazem parte das principais aplicações das estruturas clássicas das quais esses conversores são derivados.

Porém, esses conversores carregam consigo a insígnia de “novos”. Por este motivo corriam o risco de apresentarem surpresas indesejadas e precisavam ser bem testados. Não estranhamente, essas surpresas aconteceram. Ainda na fase de simulação, com a efêmera euforia do bom funcionamento da redução da tensão sobre os interruptores, uma diferença de comando e uma resistência a mais acrescentada para uma das chaves quase pôs tudo a perder.

Essas diferenças, tão óbvias para circuitos reais, quase passaram despercebidas. Para piorar a situação, notou-se que o desequilíbrio causado por elas

era do tipo instável. Fazia com que um dos capacitores divisores assumisse toda a tensão de entrada.

Resolver este problema através de malhas de controle e comandos separados seria uma solução. Porém, tornaria os novos conversores muito complexos, com componentes demais: tudo o que a indústria não quer.

A solução com a divisão do enrolamento primário em duas partes veio a tempo e trouxe a simplicidade que o projeto pedia. Tinha-se agora o equilíbrio natural ao funcionamento da estrutura, mesmo contando com diferenças intrínsecas aos componentes e imperfeições nos pulsos de comando [48, 49, 50].

Portanto, são apresentados dois conversores novos, que na verdade carregam como novidade o número de interruptores e a redução da tensão de bloqueio sobre eles. Isto permite o seu uso com tensão de entrada mais elevada. É justamente essa pequena, mas importante diferença em relação aos clássicos, que esses conversores novos carregam como maior vantagem.

A comparação com outras soluções veio dar corpo ao trabalho. Essa comparação ajudou a tirar conclusões sobre os novos conversores e fundamentá-las melhor.

O conversor *duplo-meia-ponte* já tinha sido testado para a mesma finalidade e se mostrou uma solução estável e de bom desempenho. No entanto, nessa aplicação ele era alimentado com duas fontes de tensão equilibradas. A alimentação com uma fonte única, sem o ponto médio, tornou o equilíbrio sem confiabilidade suficiente para viabilizar o projeto. Esse problema foi resolvido com a colocação do capacitor flutuante. Porém, o fato de serem necessários dois transformadores e dois enrolamentos para cada saída, figura como uma desvantagem grande em relação aos outros.

Pelo fato de já ter sido testado com grande sucesso em elevadas potências, o conversor *meia-ponte-três-níveis* era um grande concorrente para o uso em pequenas potências. A comutação suave e o funcionamento estável com múltiplas saídas, com boa regulação, fazem deste conversor uma boa solução. O fato de apresentar o comando um pouco mais complexo é uma desvantagem. Porém, caso se queira um nível de compactação elevado (aplicações aeroespaciais, por exemplo), aumentando-se

dessa forma a frequência de operação duas ou três vezes, este conversor, aliado a um circuito integrado dedicado, provavelmente é a escolha mais adequada.

Para a aplicação apresentada, os dois conversores utilizados na comparação dificilmente superam a simplicidade de comando dos novos, bem como a sua semelhança com os conversores clássicos, apesar do baixo rendimento. Ressalta-se que isto não chega a ser, de maneira alguma, um fator relevante. Até porque, em um sistema que opera processando potências de dezenas de quilowatts, uma fonte auxiliar de 100W representa menos de 1% da potência total.

Entre os dois conversores novos ficam as diferenças já conhecidas das estruturas de que são derivadas. A boa regulação cruzada e o número menor de componentes (um indutor a menos por saída), faz do *duplo-flyback* a melhor escolha para potências de até 100W. A partir deste valor, o conversor *duplo-forward*, com picos de corrente menores, assume como mais vantajoso.

O fato de serem topologias novas abre caminho para novas aplicações. O uso de técnicas de comutação suave pode fazer com que esses conversores sejam usados para potências maiores. Também há espaço para a exploração destas células em cascata, o que possibilitaria aplicações para tensões de entrada ainda mais elevadas. Fica a sugestão para novas pesquisas que ainda podem render bons frutos.

APÊNDICE

I. CIRCUITOS MAGNÉTICOS ACOPLADOS

Este texto tem como objetivo descrever os modelos usados no equacionamento dos circuitos apresentados na tese. Uma vez que simplificações são feitas, e muitas confusões aparecem quando se fala em conceitos como indutâncias magnetizantes, próprias, mútuas, e de dispersão, tem-se aqui o objetivo de esclarecer esses conceitos e apresentar uma definição dos termos utilizados.

Para se atingir esses objetivos parte-se inicialmente de dois circuitos magneticamente acoplados, como mostrado na Fig. I.

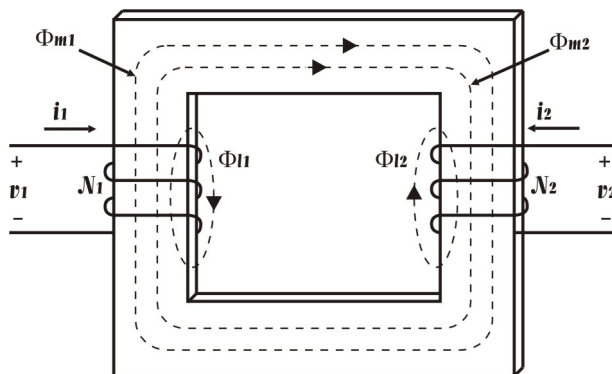


Fig. I - Circuitos magneticamente acoplados.

Os dois enrolamentos mostrados são constituídos pelas espiras N_1 e N_2 , respectivamente. Essas espiras estão enroladas no mesmo núcleo ferromagnético, tal que a sua permeabilidade é muitas vezes maior do que a permeabilidade do ar, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$.

De uma forma geral, o fluxo produzido por cada enrolamento pode ser separado em um fluxo disperso, descrito pela letra l subscrita, e um fluxo magnetizante, descrito pela letra m subscrita. Cada um desses fluxos é representado pela linha pontilhada, com a direção positiva dada pela regra da mão direita aplicada à corrente de cada enrolamento.

O fluxo enlaçado por cada enrolamento pode ser expresso pela seguinte equação:

$$\Phi_1 = \Phi_{l1} + \Phi_{m1} + \Phi_{m2} \quad (\text{A.1})$$

$$\Phi_2 = \Phi_{l2} + \Phi_{m2} + \Phi_{m1} \quad (\text{A.2})$$

O fluxo de dispersão Φ_{l1} é produzido pela corrente i_1 e é enlaçado somente pelas espiras do enrolamento 1. Da mesma maneira, o fluxo de dispersão Φ_{l2} é produzido pela corrente que flui somente no enrolamento 2, e enlaçado pelas espiras N_2 . O fluxo magnetizante Φ_{m1} é produzido pela corrente que flui no enrolamento 1, porém é enlaçado por todas as espiras do enrolamento 1 e do enrolamento 2. O fluxo magnetizante Φ_{m2} produzido pela corrente que flui no enrolamento 2, é enlaçado pelas espiras dos enrolamentos 1 e 2.

A equação das tensões v_1 e v_2 pode ser escrita da seguinte maneira:

$$[v] = [r][i] + \frac{d[\lambda]}{dt} \quad (\text{A.3})$$

onde

$$[r] = \text{diag}[r_1 \quad r_2].$$

As resistências r_1 e r_2 e os fluxos concatenados λ_1 e λ_2 são relativos aos enrolamentos 1 e 2, respectivamente. Uma vez que foi definido que Φ_1 é enlaçado pelas espiras equivalentes do enrolamento 1, e Φ_2 é enlaçado pelas espiras equivalentes do enrolamento 2, os fluxos concatenados podem ser escritos como:

$$\lambda_1 = N_1 \Phi_1 \quad (\text{A.4})$$

$$\lambda_2 = N_2 \Phi_2 \quad (\text{A.5})$$

onde Φ_1 e Φ_2 são dados por (A.1) e (A.2), respectivamente.

Se for assumido que não existe saturação, o sistema é linear e os fluxos podem ser expressos pelas seguintes equações:

$$\Phi_{l1} = \frac{N_1 i_1}{\mathfrak{R}_{l1}} \quad (\text{A.6})$$

$$\Phi_{m1} = \frac{N_1 i_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.7})$$

$$\Phi_{l2} = \frac{N_2 i_2}{\mathfrak{R}_{l2}} \quad (\text{A.8})$$

$$\Phi_{m2} = \frac{N_2 i_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.9})$$

onde \mathfrak{R}_{l1} e \mathfrak{R}_{l2} são as relutâncias do caminho de dispersão e \mathfrak{R}_m do caminho dos fluxos magnetizantes. O produto de N por i (ampères-espiras) é a força magnetomotriz determinada pela aplicação da lei de Ampère. A relutância do caminho de dispersão é difícil de expressar e praticamente impossível de medir e é calculada ou aproximada por considerações de projeto. A relutância do caminho magnético pode ser calculada com relativa precisão através da expressão abaixo:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (\text{A.10})$$

onde l é o caminho magnético médio, ou caminho magnético equivalente, A é a área transversal a este caminho e μ a permeabilidade.

Substituindo (A.6), (A.7), (A.8) e (A.9) em (A.1) e (A.2), tem-se:

$$\Phi_1 = \frac{N_1 i_1}{\mathfrak{R}_{l1}} + \frac{N_1 i_1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_2 i_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.11})$$

$$\Phi_2 = \frac{N_2 i_2}{\mathfrak{R}_{l2}} + \frac{N_2 i_2}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_1 i_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.12})$$

Substituindo-se (A.11) e (A.12) em (A.4) e (A.5), tem-se:

$$\lambda_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{l1}} i_1 + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_m} i_1 + \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} i_2 \quad (\text{A.13})$$

$$\lambda_2 = \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_{l2}} i_2 + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_m} i_2 + \frac{N_2 N_1}{\mathfrak{R}_m} i_1 \quad (\text{A.14})$$

Agora, as indutâncias próprias podem ser definidas como:

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{l1}} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_m} \\ &= L_{l1} + L_{m1} \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{aligned} L_{22} &= \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_{l2}} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_m} \\ &= L_{l2} + L_{m2} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Então, fica definido que L_{11} e L_{12} são as indutâncias de dispersão, e L_{m1} e L_{m2} são as indutâncias magnetizantes dos enrolamentos 1 e 2, respectivamente.

Uma vez que a relutância do caminho magnético, \mathfrak{R}_m , é a mesma, segue de (A.15) e (A.16) que as indutâncias magnetizantes podem ser relacionadas como:

$$\frac{L_{m2}}{N_2^2} = \frac{L_{m1}}{N_1^2} \quad (\text{A.17})$$

As indutâncias mútuas são definidas como o terceiro termo das equações (A.13) e (A.14).

$$L_{12} = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.18})$$

$$L_{21} = \frac{N_2 N_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (\text{A.19})$$

É evidente reconhecer que $L_{12} = L_{21} = M$. As indutâncias mútuas podem ser relacionadas às indutâncias magnetizantes da seguinte forma:

$$M = L_{12} = \frac{N_2}{N_1} L_{m1} \quad (\text{A.20})$$

$$M = L_{21} = \frac{N_1}{N_2} L_{m2} \quad (\text{A.21})$$

Os fluxos concatenados podem ser escritos:

$$[\lambda] = [L][i] \quad (\text{A.22})$$

onde:

$$\begin{aligned} [L] &= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{l1} + L_{m1} & \frac{N_2}{N_1} L_{m1} \\ \frac{N_1}{N_2} L_{m2} & L_{l2} + L_{m2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

A equação (A.3) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{l1} + L_{m1} & \frac{N_2}{N_1} L_{m1} \\ \frac{N_1}{N_2} L_{m2} & L_{l2} + L_{m2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Toma-se as resistências série de cada enrolamento como sendo muito pequenas, ou aproximadamente zero. A equação (A.24) torna-se:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{l1} + L_{m1} & \frac{N_2}{N_1} L_{m1} \\ \frac{N_1}{N_2} L_{m2} & L_{l2} + L_{m2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

Para o sistema utilizado como referência no texto apresentado neste estudo, toma-se a Fig. II como exemplo.

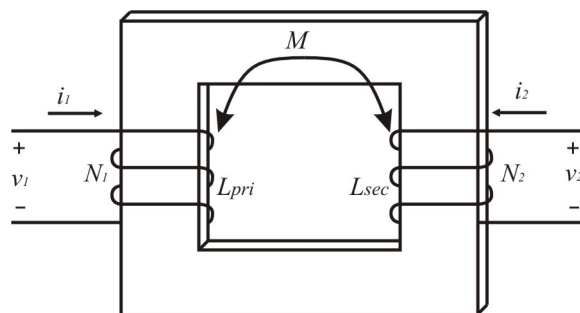


Fig. II - Modelo usado no equacionamento.

As equações de tensão dadas para o sistema acima foram descritas como:

$$v_1 = L_{pri} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (\text{A.26})$$

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_{sec} \frac{di_2}{dt} \quad (\text{A.27})$$

Fica, dessa forma, definida a indutância própria do enrolamento primário, L_{pri} , como sendo a indutância de dispersão mais a indutância magnetizante vista pelo lado primário.

$$L_{pri} = L_{l1} + L_{m1} \quad (\text{A.28})$$

Da mesma forma, a indutância própria do lado secundário é a indutância de dispersão do enrolamento secundário mais a indutância magnetizante vista pelo lado secundário.

$$L_{\text{sec}} = L_{l2} + L_{m2} \quad (\text{A.29})$$

E a indutância mútua M é igual para os dois enrolamentos como mostrado em (A.20) e (A.21). O coeficiente de acoplamento K é definido como:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_{l1}L_{l2}}} = \frac{M}{\sqrt{L_{\text{pri}}L_{\text{sec}}}} \quad (\text{A.30})$$

Substituindo-se (A.20), (A.21) e (A.23) adequadamente em (A.30), chega-se a conclusão de que, para acoplamentos sem dispersão, $K = 1$.

Pode-se generalizar o modelo para n enrolamentos. A Fig. III mostra o caso para três enrolamentos, e as equações (A.31), (A.32) e (A.33) descrevem as equações de tensão para v_1 , v_2 e v_3 .

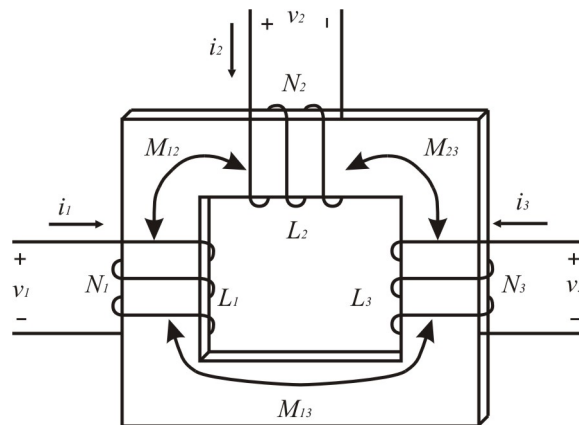


Fig. III - Indutores acoplados: três enrolamentos.

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} \quad (\text{A.31})$$

$$v_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} \quad (\text{A.32})$$

$$v_3 = M_{13} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_2}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} \quad (\text{A.33})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SEBASTIÁN, Javier; VILLEGAS, Pedro J.; HERNANDO, Marta. Corrección Del Factor de Potencia en Sistemas de Alimentación Monofásicos. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 4º COBEP, dezembro de 1997, Belo Horizonte, MG, Brasil. Pp. 14-28.
 - [2] SALMON, John. Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated from 1-Phase and 3-Phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 10º IEEE APEC, março de 1995, Dallas, Texas, EUA. Vol . 1. Pp. 473-479.
 - [3] BARBI, Ivo, et al. Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, Vol. 7, nº 1, pp. 1-14, novembro, 2002.
 - [4] KOLAR, Johann W.; ZACH, Franz. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier. In: *Power Conversion Conference*, 28th PCC, junho de 1994, Nürnberg, Alemanha. Pp. 125-138.
 - [5] MUSSA, Samir Ahmad. *Retificador PWM Trifásico com Controle Digital*. 212 p. 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
 - [6] INVERSOR de Freqüência CFW09 – Manual do Usuário. WEG. Versão 2.4X. Setembro de 2003. Jaraguá do Sul, SC.
 - [7] MOTORES de Indução Trifásicos Linha H. Catálogo de Motores Elétricos WEG. Outubro de 2002. Jaraguá do Sul, SC.
 - [8] WATKINS, S. *History and development of switched-mode power supplies pre 1987*. Disponível em <<http://www.steve-w.dircon.co.uk/fleadh/mphil/history.htm#sec2>>. Acesso em: outubro de 2002.
 - [9] ADLER, M. et al. The Evolution of Power Device Technology. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-31, nº 11, pp. 1570-1591, novembro, 1984.
 - [10] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Conversores CC-CC Básicos não Isolados*. 1ª edição. Florianópolis: Edição dos Autores, 2000. 377 p.
-

-
- [11] SEVERNS, R. The history of the forward converters. *Switching Power Magazine*, Vol. 1, nº. 1, pp. 20-22, julho de 2002.
- [12] BOYLESTAD, N.; NASHELSKY, R. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. Tradução: Alberto Gaspar Guimarães e Luis Alves de Oliveira. Rio de Janeiro: LTC Editora, 1998. 672 p.
- [13] BASCOPE, René P. Torrico. *Conversores CC-CC ZVS PWM Duplo Forward com Acoplamento Magnético*. 266 p. 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [14] INTERNATIONAL RECTIFIER. Catálogos de Diodos, MOSFETs e IGBTs. Disponível em <<http://www.irf.com>>. Acesso em: dezembro de 2002.
- [15] DIGIKEY CORPORATION. Venda de produtos eletrônicos, cotação on-line. Disponível em <<http://www.digikey.com>>. Acesso em: dezembro de 2002.
- [16] MEYNARD, Thierry A. et al. Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, nº 5, pp. 955-964, outubro de 2002.
- [17] PINHEIRO, José Renes. *Conversores CC-CC três níveis com comutação sob tensão nula*. 1994. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [18] GULES, Roger. *Conversor CC-CC PWM em ponte completa modificado, para altas tensões de entrada*. 119 p, 1998. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [19] DESCHAMPS, Eduardo. *Conversores CC-CC isolados de alta tensão de entrada*. 162 p. 1999. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [20] BASCOPE, René. P. T.; BARBI, Ivo. Dual-Bridge DC-DC Converter with Soft Switching Features. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 16th IEEE APEC*, março de 2001, Anaheim, Califórnia, EUA. Vol. 2. Pp. 722-727.
- [21] GHODKE, Dharmraj V.; MURALIKRISHNAN, K. Zvzcs, Dual, Two-Transistor Dc-Dc Converter with Peak Voltage of $V_{in}/2$ and High Power Application. In: *Power*
-

-
- Electronics Specialists Conference*, 33rd IEEE PESC, junho de 2002, Cairns, Queensland, Australia. Vol. 4. Pp. 1853-1858.
- [22] DESCHAMPS, Eduardo; BARBI, Ivo. An isolated ZVS-PWM DC-to-DC converter with half of the input voltage across the switches. In: *Power Electronics Specialists Conference*, 30th IEEE PESC, junho de 1999, Charleston, South Carolina, EUA. Vol. 1. Pp. 269-274.
- [23] MEYNARD, Thierry. A.; FOCH, Henry. Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference*, 23rd IEEE PESC, junho de 1992, Toledo, Espanha. Vol. 1. Pp. 397-403.
- [24] JEON, S. J. et al. A primary-side-assisted zero-voltage and zero-current switching three-level DC-DC converter with phase-shift control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 17th IEEE APEC, março de 2002, Dallas, Texas, EUA. Vol. 2. Pp. 641 -647.
- [25] MARANESI, Piero G. The switch in-line converter. In: *Power Electronics Specialists Conference*, 24th IEEE PESC, junho de 1993, Seattle, Washington, EUA. Vol. 2. Pp 185-188.
- [26] GERARDI, Denise. *Conversor CC-CC para Aplicações com Elevada Tensão de Entrada e Alta Potência*. 136 p. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [27] MEYNARD, Thierry. A. et al. Multicell converters: derived topologies. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 49, nº 5, pp. 978-987, outubro de 2002.
- [28] ALVES, Ricardo L.; COELHO, Kefas D.; BARBI, Ivo. Auxiliary Power Supplies to High Power Converters With High DC Bus Voltage. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, VII COBEP, Outubro de 2003, Fortaleza, CE, Brasil. Pp. 259-263.
- [29] MEYNARD, Thierry A.; FADEL, M; and AOUDA, N. Modeling of Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, nº 3, pp. 356-364, junho de 1997.
- [30] SEVERNS, R. The history of the forward converters. *Switching Power Magazine*, Vol. 1, nº 1, pp.20-22. julho de 2000.
-

-
- [31] BASCOPE, Rene P. T.; BARBI, Ivo. A Double ZVS-PWM Active-Clamping Forward Converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 14th IEEE APEC, março de 1999, Dallas, Texas, EUA. Vol. 1 , pp. 569-601.
- [32] TAN, F. D. The Forward Converter: from the Classic to the Contemporary. In: *Power Electronics Specialists Conference*, 27th IEEE PESC, junho de 1996, Banevo, Italia. Vol. 1, pp. 796-802.
- [33] ERICKSON, R. W.; MACSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 1^a edição. Nova York: Chapman & Hall, 1997. 912 p.
- [34] POTKER, Fabiana; BARBI, Ivo. *Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave*. 1^a edição. Florianópolis: Edição dos Autores, 1999. 376 p.
- [35] JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. *Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos*. Tradução: Onofre de Andrade Martins. 4^a edição. Rio de Janeiro: LTC Editora, 1994. 560 p.
- [36] KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 2^a edição. Piscataway: Wiley Inter-science, 2002. 613 p.
- [37] DESCHAMPS, E.; BORGES, A. R.; SILVA, A. S. G. The Influence of Gate Signals on the Voltage Across the Switches in a Flying-Capacitor DC-to-DC Multilevel Converter. In: *International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE ISIE'03, junho de 2003, Rio de Janeiro, Brasil. Vol. 1, pp. 656-661.
- [38] DESCHAMPS, Eduardo; BARBI, Ivo. A comparison among three-level ZVS-PWM isolated DC-to-DC converters. In: *Industrial Electronics Society Conference*, 24th IEEE IECON, agosto de 1998, Aachen, Alemanha. Vol. 2 , pp. 1024-1029.
- [39] MOHAN, Ned, UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2^a edição. Nova York: Ed John Wiley & Sons Inc, 1989. 802 p.
- [40] KISLOVSKI, A. S.; REDL, R.; SOKAL, N. O. *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters*. 1^a edição. Nova York: Editora Van Nostrand Reinhold, 1991. 404 p.
- [41] PINHEIRO, J. R.; BARBI, I. The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, nº. 4, pp. 486-492, outubro de 1993.
-

-
- [42] CATÁLOGO de capacitores eletrolíticos. Fabricante: EPCOS. Disponível em <<http://www.epcos.com>>. Acesso em: julho de 2003.
- [43] RUAN, Ximbo; LI, Bin; CHEN, Qianhong. Three-level converters - a new approach for high voltage and high power DC-to-DC conversion. In: *Power Electronics Specialists Conference Conference, 33rd IEEE PESC*, junho de 2002, Cairns, Australia. Vol. 2, pp. 663-668.
- [44] JELTSEMA, D.; SCHERPEN, J.M.A.; KLAASSENS, J.B. Energy control of multi-switch power supplies: an application to the three-phase buck type rectifier with input filter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 32nd IEEE PESC*, junho de 2001, Vancouver, Canadá. Vol. 4, pp. 1831-1836.
- [45] CHAPMAN, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 3^a edição. Nova York: McGraw Hill, 1998. 744 p.
- [46] ALVES, Ricardo L. *Fontes Auxiliares de Alimentação para Conversores de Alta Potência e Elevada Tensão no Barramento CC*. 140 p. 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [47] BAGGIO, José E. et al. Isolated Interleaved-Phase-Shift-PWM DC-DC ZVS Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, n^o. 6, pp. 1795-1802, novembro/dezembro de 2003.
- [48] COELHO, Kefas D.; BARBI, Ivo. A Three Level Double-Ended Forward Converter. In: *Power Electronics Specialists Conference Conference, 34th IEEE PESC*, junho de 2003, Acapulco, México. Vol. 3, pp. 1396-1400.
- [49] COELHO, Kefas. D.; BARBI, Ivo. A Three Level Double-Ended Flyback Converter. In: *Internacional Symposium on Industrial Electronics, IEEE ISIE'03*, junho de 2003, Rio de Janeiro, Brasil. Vol. 1, pp. 651-655.
- [50] COELHO, Kefas. D.; BARBI, Ivo. A Three Level Double-Ended Forward Converter. In: *VII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, VII COBEP*, outubro de 2003, Fortaleza, CE, Brasil. Pp. 269-273.
-

