

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE
CURSO**

**CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL
PWM ZVZCS COM
GRAMPEAMENTO ATIVO BASEADO
EM CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE
TRÊS ESTADOS**

SÉRGIO ALBERTO NAVA JÚNIOR

JOINVILLE, 2015

SÉRGIO ALBERTO NAVA JÚNIOR

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PWM ZVZCS COM
GRAMPEAMENTO ATIVO BASEADO EM CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

Trabalho de Conclusão apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Alessandro L. Batschauer

**JOINVILLE, SC
2015**

RESUMO

Conversores CC-CC compreendem uma vasta gama de aplicações tecnológicas, indo desde o processamento da energia gerada por fontes renováveis a acionamentos de motores elétricos e sistemas eletromecânicos. Entretanto, devido às perdas expressivas de comutação, mesmo com a constante evolução dos dispositivos semicondutores de potência controlados, a operação em altas frequências fica limitada. Desta forma, este trabalho apresenta a análise de uma nova topologia de conversor CC-CC bidirecional PWM com grampeamento ativo e comutação suave para os interruptores principais, compreendendo comutações do tipo *ZVS* na entrada e *ZCS* na saída de condução. Um protótipo é projetado e implementado com o intuito de avaliar a veracidade e viabilidade das análises teóricas. Por fim, as análises teóricas são validadas através de forma experimental por dois modos, sendo estes comparados ao término do projeto.

Palavras Chave: Conversores. Grampeamento. Comutação. *ZVS*. *ZCS*. Bidirecional.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Transferência de Potência, Célula de Comutação e Geração de Topologias.....	1
1.2	Células de Comutação de Dois e Três Estados	4
1.3	Técnicas de Comutação Suave.....	7
1.3.1	Técnicas Passivas.....	8
1.3.2	Técnicas Ativas	9
2	CONVERTOR BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO TIPO “B”	11
2.1	Conversores Bidirecionais	11
2.2	Inversão Bilateral Aplicada à Célula de Comutação “B”	13
2.3	Modos de Operação	14
1º MODO		14
2.3.1	Esforços de Tensão e Corrente.....	19
2º MODO		26
2.3.2	Esforços de tensão e corrente.....	30
2.4	Análise da Comutação	34
2.5	Conclusões	36
3	CONVERTOR PROPOSTO	38
3.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO	39
1º MODO.....		39
2º MODO.....		53
3.2	Análise da comutação	57
3.3	Esforços no circuito auxiliar	58
3.3.1	Esforços de corrente.....	58
4	EXEMPLO DE PROJETO	61
4.1	Especificações de projeto.....	61
	Corrente de entrada.....	61
	Corrente de saída	62

Razão cíclica	62
4.2 Dimensionamento do Indutor <i>L</i>	62
4.2.1 Cálculo dos esforços.....	62
4.2.2 Escolha do núcleo	63
4.2.3 Cálculo do número de espiras	63
4.2.4 Cálculo do entreferro.....	64
4.2.5 Dimensionamento dos condutores.....	64
4.2.6 Cálculo do fator de utilização.....	64
4.2.7 Cálculo térmico	65
4.3 Projeto físico do transformador <i>Tr</i>	65
4.3.1 Esforços de corrente	65
4.3.2 Projeto físico do transformador <i>Tr</i>	65
4.3.3 Escolha do núcleo	66
4.3.4 Cálculo do número de espiras	66
4.3.5 Dimensionamento dos condutores.....	66
4.3.6 Cálculo do fator de utilização da janela	67
4.3.7 Cálculo de perdas	67
4.4 Projeto dos interruptores principais.....	68
4.4.1 Esforços de corrente e tensão	68
4.4.2 Cálculo térmico	69
4.5 Projeto do circuito auxiliar	69
4.5.1 Escolha dos capacitores de grampeamento	71
4.5.2 Escolha do indutor de <i>Snubber</i>	72
5 RESULTADOS PRÁTICOS	75
5.1 Comparativo de resultados	76
6 CONCLUSÕES FINAIS.....	92

TABLEA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ilustração do processamento de energia elétrica.....	2
Figura 2 – Representação genérica de um conversor CC-CC não isolado.	2
Figura 3 - Célula de comutação canônica	3
Figura 4 – Critério para geração de novas topologias de conversores CC-CC não isolados.	3
Figura 5 – Conversores CC-CC básicos não isolados.....	4
Figura 6 – A) Célula de comutação; B) 1º Estado, 2º Estado e Neutro, respectivamente.....	4
Figura 7 – Conversor push-pull CC-CC.....	5
Figura 8 – Obtenção da Célula de Comutação de Três Estados.....	6
Figura 9 – Esquemático de operação da célula de comutação de três estados.....	7
Figura 10 - Inversor meia ponte com <i>snubber</i> de Undeland	8
Figura 11 – Interruptores com circuito auxiliar ressonante.....	9
Figura 12 – Conversor proposto por Mezaroba, 2012.	10
Figura 13 – Conversores Bidirecionais.	11
Figura 14 – Conversor CC-CC bidirecional em corrente multifásico não isolado.....	12
Figura 15 - Representação básica de microgeração distribuída.	12
Figura 16 - Conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente.....	13
Figura 17 – Inversão bilateral da célula de comutação "B".	13
Figura 18 – Conversor CC-CC analisado.....	14
Figura 19 – Etapas de operação.	15
Figura 20 – Principais formas de onda teóricas.	20
Figura 21 – Etapas de operação referentes ao segundo modo.....	26
Figura 22 - Principais formas de onda teóricas.....	29
Figura 23 – Principais semicondutores de potência controláveis e seus circuitos equivalentes.....	34
Figura 24 – Representação da comutação no interruptor S4 no modo <i>boost</i>	36
Figura 25 – Conversor proposto.....	38
Figura 26 - Formas de onda teóricas.....	46
Figura 27 - Etapas de operação	47
Figura 28 – Correntes mínimas de curto circuito para comutações suaves	71
Figura 29 - Comando de um dos braços do conversor.....	76
Figura 30 - Comando simulado em um dos braços do conversor	77
Figura 31 - Comando do interruptor auxiliar	77

Figura 32 - Resultado simulado do comando do interruptor auxiliar.....	77
Figura 33 - Comando dos interruptores principal e auxiliar sobrepostos	78
Figura 34 - Sobreposição dos comandos simulados	78
Figura 35 - Corrente e tensão de entrada.....	79
Figura 36 - Corrente de entrada ampliada	79
Figura 37 - Corrente de entrada simulada	80
Figura 38 - Corrente e tensão através de um dos enrolamentos do autotransformador	80
Figura 39 - Corrente e tensão simuladas através de um dos enrolamentos do autotransformado.....	81
Figura 40 - Corrente através do indutor de <i>snubber</i>	81
Figura 41 - Corrente simulada através do indutor de <i>snubber</i>	82
Figura 42 – Tensão sobre o indutor de <i>snubber</i>	82
Figura 43 - Tensão simulada sobre o indutor de <i>snubber</i>	83
Figura 44 – Correntes de entrada e de snubber sobrepostas.....	83
Figura 45 - Correntes de entrada e de <i>snubber</i> sobrepostas simuladas ..	84
Figura 46 – Tensão sobre o interruptor principal de um dos braços do conversor	84
Figura 47 - Tensão simulada sobre os terminais de saída de um dos interruptor principal.....	85
Figura 48 – Tensão sobre os terminais do interruptor	86
Figura 49 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor	86
Figura 50 - Tensão simulada sobre os terminais do interruptor com comutação dissipativa.....	87
Figura 51 – Corrente e tensão simulada referente ao interruptor analisado	87
Figura 52 – Bloqueio de um dos interruptores principais do conversor.	88
Figura 53 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor	89
Figura 54 – Tensão sobre os terminais de saída do interruptor superior	89
Figura 55 - Corrente e tensão simuladas através do interruptor superior	90
Figura 56 – Tensão sobre os terminais de saída do interruptor auxiliar	90
Figura 57 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor auxiliar	91
Figura 58 – Zoom sobre a tensão de bloqueio do interruptor auxiliar....	91

1 INTRODUÇÃO

A utilização de conversores CC-CC modulados por largura de pulso (PWM) se estende aos mais variados ramos da engenharia elétrica. Podendo ser unidirecionais – para aplicações em sistemas fotovoltaicos ou estágios pré-reguladores, por exemplo – ou bidirecionais – como os conversores empregados em UPS e acionamentos elétricos, estas estruturas incorporam papel essencial nos sistemas elétricos em que estão inclusos, onde seu rendimento, volume e eficiência tem relação direta com o desempenho e viabilidade do sistema.

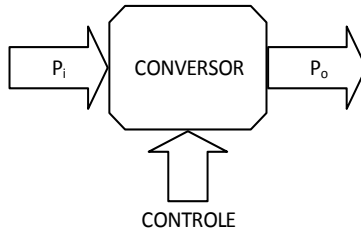
Com o surgimento dos interruptores bipolares na década de 50 e posteriormente os MOSFETs nos anos 80, as técnicas de modulação PWM puderam ser utilizadas juntamente com o aumento da frequência de comutação (MEZAROVA, 2001). Apesar dos benefícios, como redução significativa dos filtros reativos, implicando em aumento da densidade de potência, a principal limitação da operação em altas frequências é a redução do rendimento do conversor, devido principalmente às perdas de comutação em semicondutores, ao modo de que nos últimos anos, um grande número de topologias empregando comutação suave foi apresentado pela comunidade científica.

O crescimento diversificado de possíveis aplicações, a contínua procura para reduzir peso e volume aliados à elevada eficiência e elevadas potências despertam o interesse de encontrar novas topologias de conversores CC-CC, tornando interessante e fundamental a pesquisa de propriedades fundamentais das topologias PWM, devido principalmente à simplicidade de implementação e controle. Na procura de novas configurações topológicas existem diversas técnicas de geração de conversores, tais como cascadeamento em série de conversores, paralelismos de conversores, aplicação de células de comutação PWM e inversão bilateral de conversores.

1.1 Transferência de Potência, Célula de Comutação e Geração de Topologias

Em geral, o processamento de energia elétrica usando dispositivos eletrônicos é definido por uma porta de entrada de potência P_i , um elemento de controle e uma porta de saída P_o e um conversor, onde este compreende o papel principal neste sistema.

Figura 1 – Ilustração do processamento de energia elétrica.

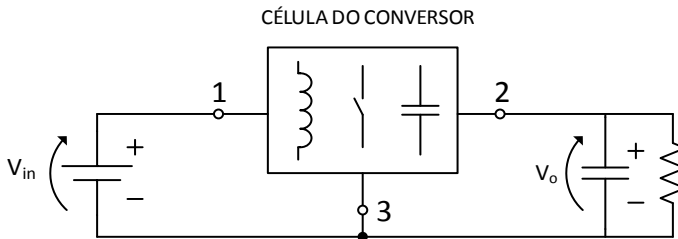


Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPÉ, 2001).

O conversor do sistema de processamento de energia elétrica, evidenciado na Figura 1, pode ser representado de maneira genérica por uma topologia básica de um conversor CC-CC não isolado, como ilustrado na Figura 2, sendo possível resumir em três partes principais:

- Fonte de tensão de entrada V_{in} ;
- Célula de comutação;
- Fonte de saída V_o .

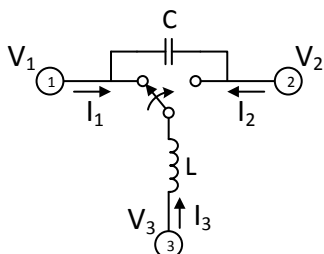
Figura 2 – Representação genérica de um conversor CC-CC não isolado.



Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPÉ, 2001).

Assim, a célula de comutação do conversor é definida como o circuito remanescente quando retiradas as fontes de tensão de entrada e de saída (PIETKIEWICZ; TOLLIK, 1984). De maneira alternativa, a célula de comutação do conversor pode ser definida como uma combinação topológica de elementos reativos e interruptores, de forma que quando são conectados a uma fonte de tensão de entrada e uma carga, a tensão ou corrente de saída é controlada através da razão cíclica nos interruptores (BASCOPÉ, 2001). Desta forma, conforme (LANDSMAN, 1979), a célula de comutação canônica apresenta três terminais, aos quais podem ser conectadas três fontes de alimentação, conforme ilustrado na Figura 3.

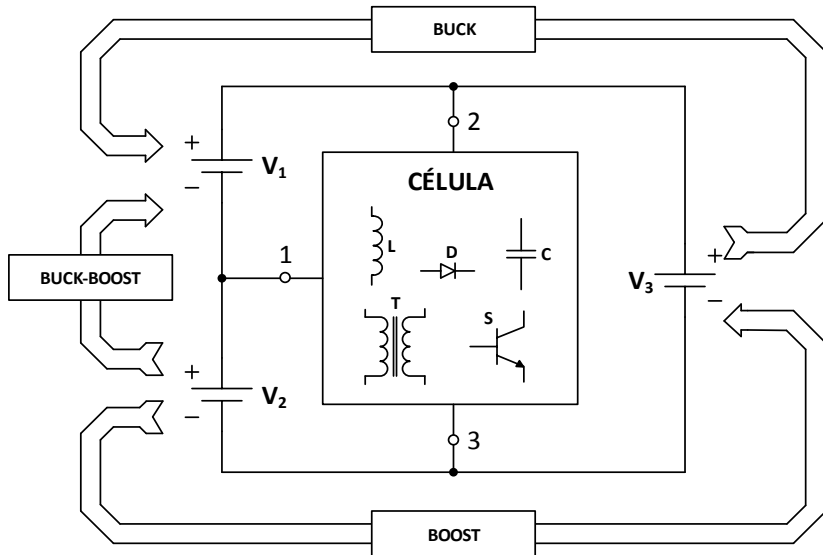
Figura 3 - Célula de comutação canônica



Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (LANDSMAN, 1979).

A partir dos critérios apresentados em (PIETKIEWICZ; TOLLIK, 1984) e (WHITE, 1989), respeitando a estrutura fundamental apresentada na Figura 2, se faz possível a obtenção de topologias básicas de três conversores CC-CC não isolados, sendo elas *buck*, *boost* e *buck-boost*.

Figura 4 – Critério para geração de novas topologias de conversores CC-CC não isolados.

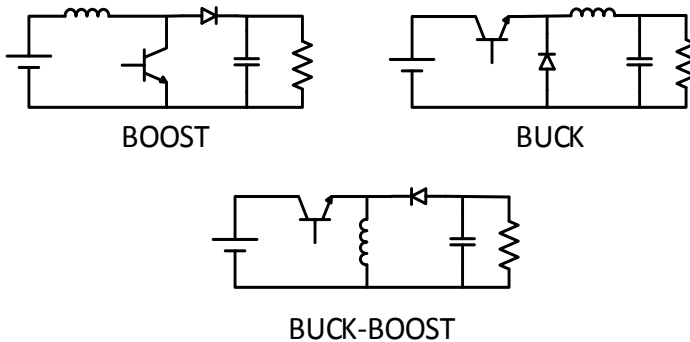


Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPE, 2001).

1.2 Células de Comutação de Dois e Três Estados

Com o surgimento da definição de célula de comutação canônica foram geradas então as famílias de conversores CC-CC. Os quatro conversores básicos não isolados mostrados na Figura 5 utilizam apenas uma célula de comutação de dois estados. A célula de comutação destes conversores apresenta três terminais (a-b-c) e contém dois interruptores, sendo um ativo (MOSFET, IGBT, GTO, etc.) e outro passivo (diodo). Baseado no princípio de funcionamento complementar destes interruptores, pode-se definir então a célula de comutação destes conversores como uma célula de comutação de dois estados, como mostrado na Figura 6. Entre os terminais a-b sempre haverá uma fonte de tensão ou ramo capacitivo, enquanto no terminal c sempre haverá uma fonte de corrente ou ramo indutivo (LANDSMAN, 1979).

Figura 5 – Conversores CC-CC básicos não isolados.



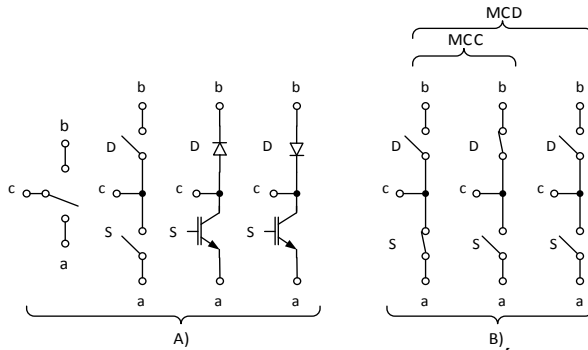
Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPÉ, 2001).

Do ponto de vista funcional, os interruptores da célula de comutação apresentam três possíveis combinações, também apresentadas na Figura 6:

- 1º ESTADO – S conduzindo, D bloqueado;
- 2º ESTADO – S bloqueado, D conduzindo;
- NEUTRO – Ambos bloqueados.

Figura 6 – A) Célula de comutação; B) 1º Estado, 2º Estado e Neutro,

respectivamente.



Fonte: Produção própria do autor, adaptado (BASCOPE, 2001).

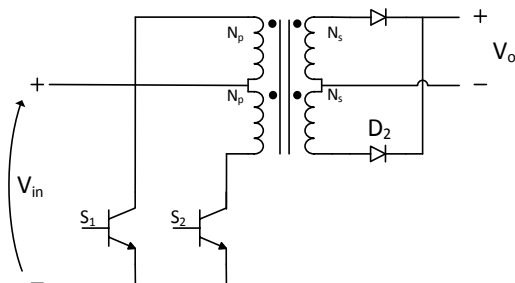
Através do circuito do conversor *push-pull* CC-CC, ilustrado na Figura 7, é possível obter a célula de comutação de três estados. Constituído por dois interruptores S1 e S2 no lado primário, dois diodos retificadores D1 e D2 no lado secundário e um transformador de alta frequência, o circuito realiza uma conversão CC-CA-CC.

Com a consideração de que o transformador é ideal e a relação de espiras é unitária, os enrolamentos primário e secundário podem ser substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando assim um autotransformador.

Seguindo o mesmo princípio de análise aplicado à célula de comutação de dois estados, observa-se então a possibilidade de um terceiro estado de comutação.

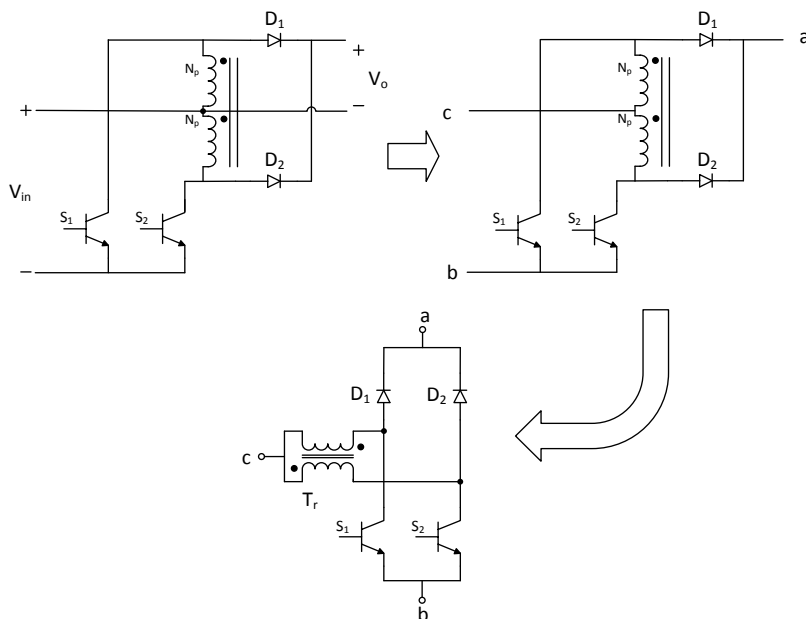
Do ponto de vista de funcionamento da célula de comutação de três estados, observam-se dois modos de operação: o primeiro, denominado modo principal de operação, é definido pela transição direta entre os estados; o segundo, modo de operação secundário, é definido pela transição indireta entre um estado e outro, tendo este um estágio intermediário neutro. Quando se aplica a um conversor a célula de comutação de três estados, o modo principal de operação é em condução contínua (CCM), ilustrado na Figura 9. Por outro lado, o modo secundário opera no modo de condução descontínua (DCM), também ilustrado na Figura 9. (BALESTRO, 2006)

Figura 7 – Conversor push-pull CC-CC.



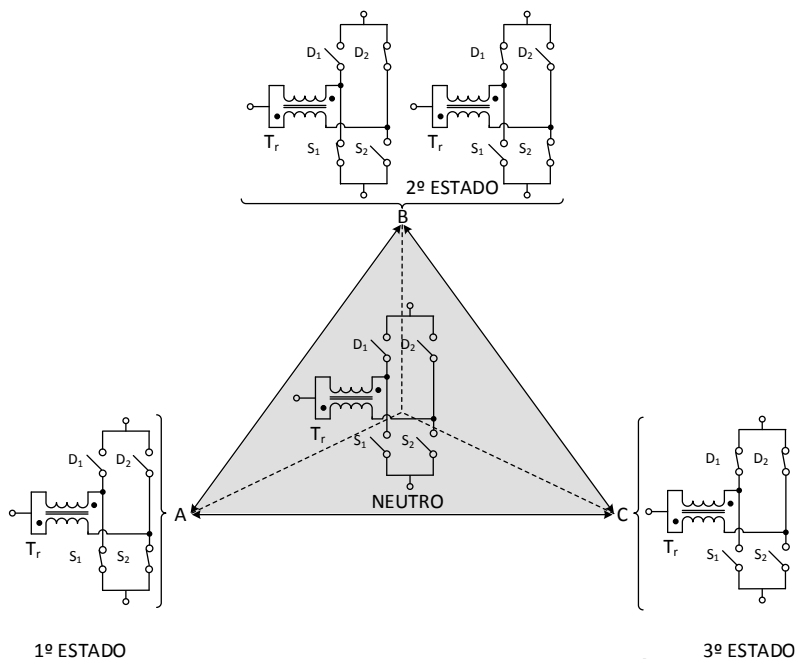
Fonte: Produção própria do autor, (BASCOPE, 2001).

Figura 8 – Obtenção da Célula de Comutação de Três Estados.



Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPE, 2001).

Figura 9 – Esquemático de operação da célula de comutação de três estados.



Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (BASCOPE, 2001).

1.3 Técnicas de Comutação Suave

O aumento da frequência de comutação aplicada aos conversores PWM traz diversos benefícios já citados, porém o aumento da frequência de comutação não obteve sucesso pleno na minimização do volume dos conversores, uma vez que com o aumento da frequência há um aumento significativo no volume dos dissipadores. Assim, tornou-se necessária a utilização de semicondutores mais rápidos junto da concepção de novas topologias que permitissem a redução das perdas de comutação.

Basicamente, existem duas formas de se obter comutação suave em um interruptor. A primeira ocorre quando o interruptor comuta sob tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*) e segunda se dá com a comutação do interruptor sob corrente nula (ZCS – *Zero Current Switching*). Ao satisfazer essas condições, o produto $V \times I$ durante o processo de comutação é nulo, implicando na não existência de perdas durante este intervalo de tempo.

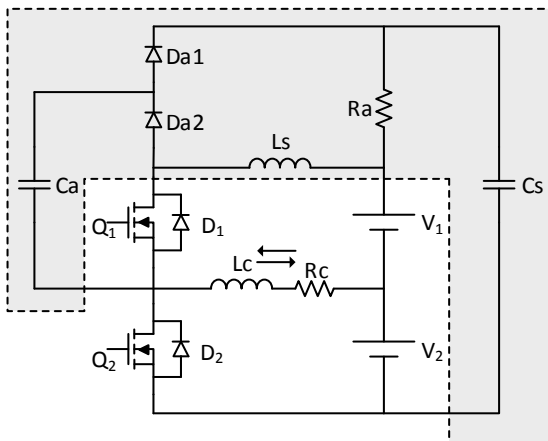
Desta forma, surgem as técnicas de comutação suave que podem ser divididas em dois grupos: Técnicas Passivas e Técnicas Ativas.

1.3.1 Técnicas Passivas

As técnicas passivas caracterizam-se pela ausência de interruptores controlados no circuito de ajuda à comutação. Dentro das técnicas de comutação suave passivas, talvez a mais difundida seja a proposta de um “*snubber*” apresentada por (UNDELAND, 1976), amplamente utilizada em inversores e apresentado na Figura 10.

O *snubber* de Undeland, como é conhecido, é bastante eficaz do ponto de vista da comutação dos interruptores. O indutor auxiliar L_s limita a derivada e o pico de corrente reversa do diodo no momento de entrada em condução do interruptor, enquanto o capacitor auxiliar C_a limita a derivada de tensão no momento de bloqueio. Por outro lado, grande parte da energia acumulada durante o processo de comutação é armazenada no capacitor de grampeamento C_s e dissipada no resistor R_a , fazendo com que a eficiência do conversor seja comprometida.

Figura 10 - Inversor meia ponte com *snubber* de Undeland.

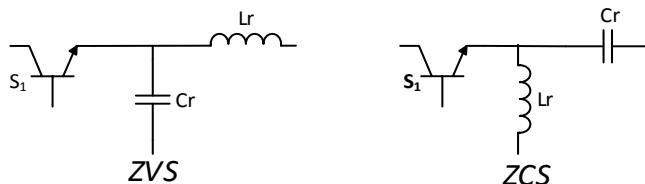


Fonte: Produção própria do autor.

Para conversores CC-CC, existe a técnica de implementação de conversores quase-ressonantes, que tem como ideia principal a adição de um circuito ressonante ao interruptor, de modo a obter a comutação suave. Os conversores quase-ressonantes são divididos em dois grandes grupos,

sendo um onde o interruptor comuta sob tensão nula e o outro onde o interruptor comuta sob corrente nula, como apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Interruptores com circuito auxiliar ressonante.



Fonte: Produção própria do autor.

O fato destes conversores apresentarem este estágio ressonante faz com que seja necessário que os mesmos sejam controlados por modulação em frequência, implicando que neste tipo de conversor o filtro de saída seja dimensionado para a situação de menor carga, tornando-se superdimensionado quando operando em carga nominal.

1.3.2 Técnicas Ativas

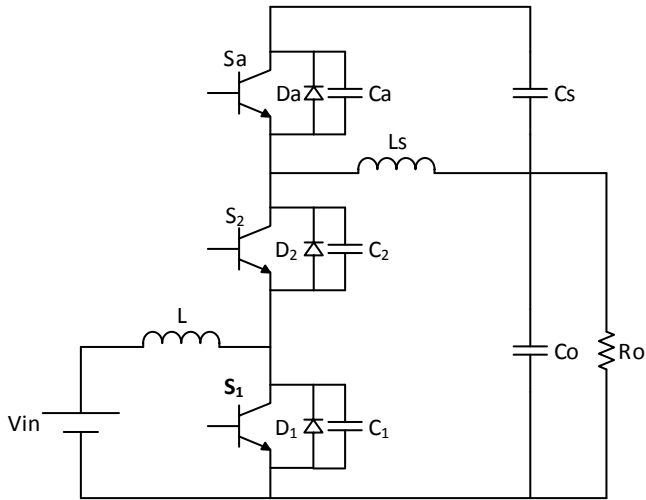
Uma grande quantidade de propostas está presente na literatura, como apresentado por (BARBI; DUARTE, 1997) e (MEZAROA, 2001), utilizando interruptores auxiliares controlados para a solução dos problemas de comutação em conversores, sendo que as que mais se destacaram foram as que utilizam modulação PWM convencional sem a necessidade de circuitos de controle especiais.

Em (BARBI; DUARTE, 1997), são propostas diversas células de comutação ZVS obtidas através da análise de comutação de conversores CC-CC, possibilitando assim a criação de uma família de conversores não isolados com comutação ZVS. Observa-se que a obtenção da comutação suave se dá pelo grampeamento ativo, isto é, a ação de comutação dos interruptores auxiliares possibilita o grampeamento da tensão sobre o interruptor principal, permitindo a operação com modulação PWM simples e em frequência fixa.

Mezaroba et al. (2012) propõe um conversor CC-CC bidirecional com comutação suave ZVZCS com grampeamento ativo da tensão sob os interruptores utilizando uma célula de comutação auxiliar. O *snubber* ativo é formado por um interruptor auxiliar controlado, um diodo em antiparalelo, um indutor responsável pelo controle da derivada de corrente no momento de curto de braço e um capacitor de grampeamento,

responsável por armazenar a energia necessária para as comutações ZVS e ZCS. O conversor proposto é apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Conversor proposto por Mezaroba, 2012.



Fonte: Produção própria do autor.

Esta topologia proposta viabiliza a utilização de interruptores IGBT para o interruptor S1, uma vez que este tipo de semiconductor apresenta grandes perdas no momento de bloqueio devido à presença do efeito de corrente de cauda, mas em contrapartida apresenta perdas em condução expressivamente menores quando comparado aos interruptores do tipo MOSFET. Nota-se que o esquema de comutação proposto possibilita a comutação suave sem a perda da energia proveniente das comutações, implicando diretamente no rendimento do conversor.

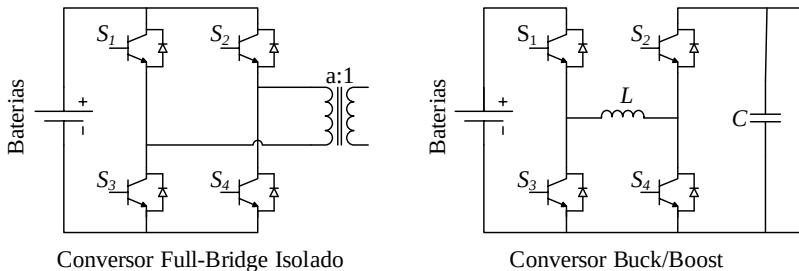
2 CONVERSOR BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO TIPO “B”

2.1 Conversores Bidirecionais

Conversores CC-CC podem ser classificados de acordo com número de quadrantes tensão versus corrente nos quais são capazes de operar. Essa possibilidade de operação em determinado quadrante determina então os possíveis sentidos do fluxo de potência, podendo ser unidirecionais, transferindo energia apenas da fonte de entrada para a carga, sem que seja possível a reversibilidade do fluxo de potência, ou bidirecionais, havendo então a possibilidade de inverter o sentido do fluxo de potência à medida em que seja interessante para a aplicação.

As topologias que compreendem duplo sentido de fluxo de potência apresentam grande variação, podendo ser isoladas como o conversor *Full-Bridge*, apresentado na Figura 13, proporcionando isolamento galvânica entre fonte e a carga ou não isoladas, com transferência direta de energia, como no caso do conversor *Buck/Boost*, também apresentado na Figura 13.

Figura 13 – Conversores Bidirecionais.

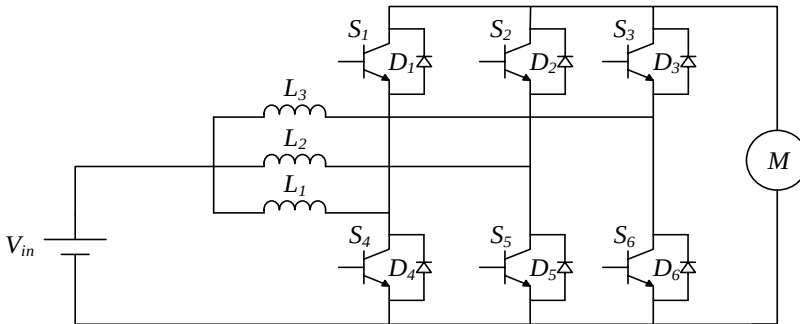


Fonte: Produção própria do autor.

Uma grande aplicação dos conversores CC-CC bidirecionais é apresentada por (MEYER, 2014), onde conversores bidirecionais são aplicados ao acionamento de motores de veículos elétricos e híbridos leves. O emprego de conversores bidirecionais a veículos elétricos se mostra bastante interessante quando observada a possibilidade de frenagem regenerativa, que é a devolução de energia ao barramento de baterias em momentos de frenagem do veículo, tendo como fonte de energia o próprio motor através da tensão de armadura ou por energia

gerada nos próprios dispositivos de frenagem – KERS.

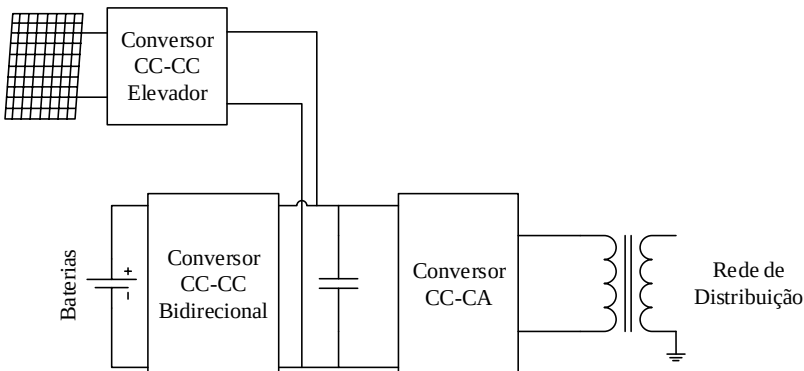
Figura 14 – Conversor CC-CC bidirecional em corrente multifásico não isolado.



Fonte: Produção própria do autor, adaptado de (MEYER, 2013)

Dispositivos de armazenamento de energia como no-breaks e UPS's fazem uso de conversores bidirecionais optando pelo modo de operação conforme as condições da alimentação, drenando energia da rede elétrica em condições normais de alimentação e entregando energia em condições de interrupção do fornecimento de energia. Abrangendo outras áreas, há vários estudos sobre a implementação de conversores CC-CC bidirecionais aplicados a sistemas de microgeração distribuída, onde há armazenamento de energia em bancos de baterias a partir da geração fotovoltaica, como apresentado na Figura 15.

Figura 15 - Representação básica de microgeração distribuída.

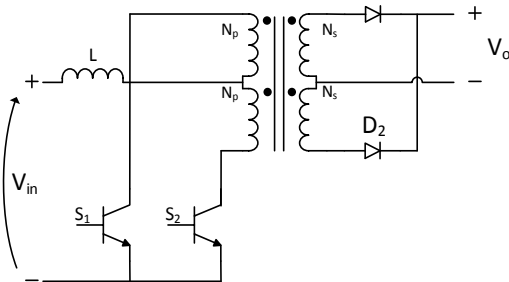


Fonte: Produção própria do autor

2.2 Inversão Bilateral Aplicada à Célula de Comutação “B”

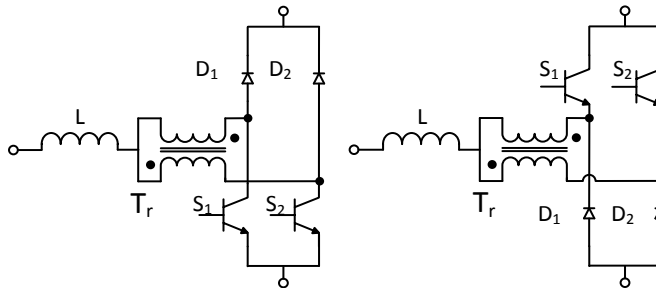
Aplicando as etapas descritas para obtenção da célula de comutação de três estados para o conversor *push-pull* alimentado em corrente, apresentado na Figura 16, obtém-se a célula de comutação de três estados “B”, proposta por (BASCOPÉ, 2001). Utilizando a inversão bilateral, como mostrado na Figura 17, percebe-se a bidirecionalidade da célula através da possibilidade de controle de todos os interruptores.

Figura 16 - Conversor *push-pull* alimentado em corrente.



Fonte: Produção própria do autor.

Figura 17 – Inversão bilateral da célula de comutação “B”.



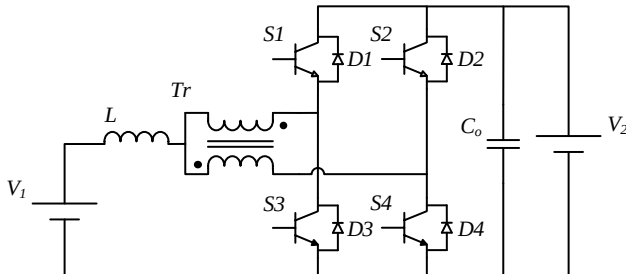
Fonte: Produção própria do autor.

Utilizando a célula de comutação “B” bidirecional e aplicando o conceito de geração de novas topologias apresentado anteriormente para obter um conversor *boost*, tem-se então um conversor com estrutura bastante semelhante ao conversor CC-CC reversível em corrente. Com a possibilidade de controle de todos os interruptores, o conversor apresenta reversibilidade em corrente, ou seja, o sentido do fluxo de potência pode ser alterado em função do valor médio da corrente através do indutor,

relativo ao modo de operação do conversor. Desta forma, o conversor opera em dois quadrantes distintos, um onde a corrente média de saída é positiva e outro onde a corrente média é negativa, mantendo o valor médio da tensão de saída sempre positivo, compreendendo dois modos de operação distintos.

O conversor analisado, apresentado na Figura 18, devido à sua bidirecionalidade em corrente pode ser empregado diversos sistemas eletrônicos, como acionamento de motores CC (BARROZO, 2010), processamento de energia fotovoltaica e armazenamento de energia (MARQUES *et al.*, 2012).

Figura 18 – Conversor CC-CC analisado.



Fonte: Produção própria do autor.

2.3 Modos de Operação

A análise dos modos de operação será feita considerando a idealização de todos os componentes, isto é, são desprezados os efeitos parasitas e interferências, assim como as características de dinâmica elétrica dos componentes, desconsiderando em primeiro momento todas as perdas de comutação de interruptores.

1º MODO

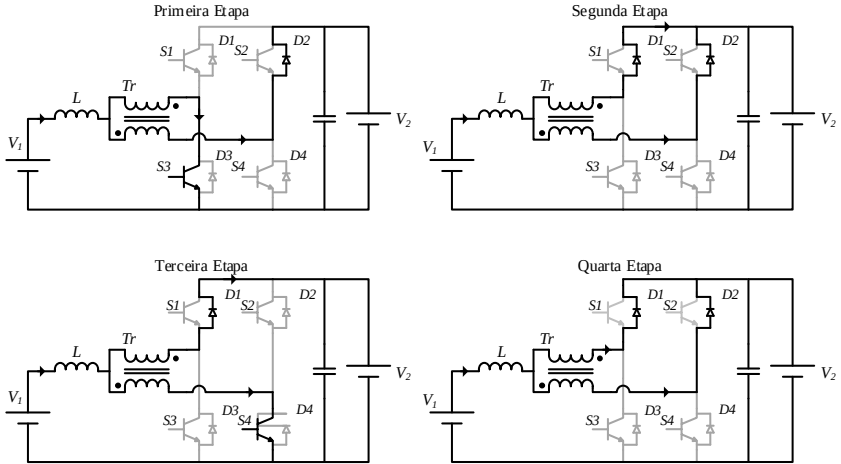
Supondo inicialmente que os interruptores $S1$ e $S2$ permaneçam permanentemente bloqueados, nunca conduzindo corrente enquanto $S3$ e $S4$ apresentam condução intermitente. O tempo de condução dos interruptores $S3$ e $S4$ é definido por t_{on} dentro de um período total T_s . A razão cíclica D_1 é definida pela relação de t_{on} e T_s .

Considerando $D_1 < 0,5$, o conversor apresenta quatro etapas de operação, descritas na Figura 19 **Error! Reference source not found.** Os

intervalos correspondentes a cada etapa são apresentados em (1).

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = D_1 T_s \\ t_2 - t_1 = (1 - 2D_1) \frac{T_s}{2} \\ t_3 - t_2 = D_1 T_s \\ T - t_3 = (1 - 2D_1) \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (1)$$

Figura 19 – Etapas de operação.



Fonte: Produção própria do autor.

Primeira Etapa ($0 < t \leq t_1$)

No instante 0 o interruptor S3 entra em condução. Desta forma, o diodo 1 é bloqueado. O interruptor S4 permanece bloqueado, mantendo assim o diodo D2 em condução. A corrente no indutor L , i_L , se divide igualmente nos enrolamentos do autotransformador passando através dos interruptores S3 e D2, gerando assim i_{S2} e i_{S3} , respectivamente. Como o número de espiras nos lados primário e secundário do transformador são iguais, a tensão total induzida no autotransformador é zero. A corrente através do indutor cresce linearmente, armazenando energia no elemento magnético. Simultaneamente, a tensão de saída decresce fornecendo então

energia para a carga durante esta etapa. A expressão que descreve a corrente através do indutor durante esta etapa é apresentada na equação (2). Ao término desta etapa a corrente através do indutor atinge seu ponto de máximo, expresso por I_{Lmax} .

$$L \frac{di_L}{dt} - V_1 + \frac{V_2}{2} = 0 \quad (2)$$

Segunda Etapa ($t_1 < t \leq t_2$)

No instante t_1 o interruptor $S3$ é bloqueado. O indutor L inverte sua polaridade rapidamente a fim de manter sua corrente constante, implicando em polarização direta do diodo antiparalelo $D1$. A corrente i_L se divide igualmente entre os enrolamentos do transformador e, consequentemente, através de $D1$ e $D2$, entregando então energia à carga nesta etapa. A corrente i_L se divide igualmente entre os enrolamentos do transformador, entregando energia para a carga e fazendo com que a corrente através de L decresça com derivada constante e a tensão sobre C_o suba. A expressão que descreve esta etapa está representada na equação (3). Ao término desta etapa a corrente no indutor L atinge seu valor mínimo, expresso por I_{Lmin} .

$$-L \frac{di_L}{dt} - V_1 + V_2 = 0 \quad (3)$$

Terceira Etapa ($t_2 < t \leq t_3$)

Nesta etapa o interruptor $S4$ é comandado a conduzir, ocasionando a mesma situação da primeira etapa. A corrente através do indutor L cresce, implicando em armazenamento de energia enquanto o capacitor de saída fornece corrente à carga. A expressão que representa esta etapa corresponde à expressão (2).

Quarta Etapa ($t_3 < t \leq t_4$)

O interruptor $S4$ é bloqueado e o diodo antiparalelo $D2$ entra em condução da mesma forma como descrita na segunda etapa. De maneira similar, a fonte de entrada entrega energia para a saída diretamente através do indutor L . A expressão que rege esta etapa é observada em (3).

As principais formas de onda teóricas são mostradas na Figura 20. A partir da suposição de que o conversor está operando em regime

permanente é possível determinar seu ganho estático G_v , de modo que armazenamento cíclico de energia no elemento magnético seja zero.

Com estas suposições, pode-se dividir os intervalos de operação conforme a expressão (4).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (4)$$

Com operação simétrica ($D_{S3} = D_{S4} = D_1$), tem-se então uma razão cíclica constante. Desta forma, é cabível a consideração de que a variação do fluxo magnético no indutor L em dois intervalos de operação seja expressa por (5).

$$(2V_1 - V_2)(t_1 - t_0) = (V_1 - V_2)(t_2 - t_1) \quad (5)$$

Substituindo os intervalos de operação em (5) e desenvolvendo a equação consequente, obtém-se então a tensão de saída V_2 em função da tensão de entrada V_1 . Com a relação de V_2 e V_1 obtém-se então o ganho estático do conversor, expresso em (6).

$$G_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (6)$$

Ao analisar este modo de operação do conversor apresentado observa-se então um ganho estático idêntico ao ganho estático do conversor CC-CC *boost*, onde quanto maior o tempo de armazenamento de energia no indutor ($t_1 - t_0$) maior o valor médio da tensão de saída em relação à tensão de entrada. Ainda, do ponto de vista de corrente, a corrente I_L através do indutor atinge seu máximo valor de pico no instante t_1 após avançar linearmente com inclinação V_2/L durante todo o intervalo, partindo de seu valor mínimo I_{min} , conforme expresso em (7).

$$i_L(t) = I_{min} + \frac{V_1}{L}t \quad (7)$$

Com isto, pode-se determinar então o valor da ondulação ΔI_L da corrente no indutor através da expressão (8), de onde é possível obter o valor necessário da indutância L para uma determinada ondulação de corrente predeterminada em função da frequência de chaveamento.

$$\Delta I_L = \frac{D_1(1-2D_1)}{2Lf_s} V_2 \quad (8)$$

Com o objetivo de observar o valor máximo de ondulação de corrente no indutor, a expressão (8) é parametrizada, como mostrado em (9).

$$\beta = \frac{2L\Delta I_L}{TV_2} = (1-2D_1)D_1 \quad (9)$$

Analisando numericamente a expressão (9), onde se observa que a máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,25 e o parâmetro β é igual a 0,125. Desta forma, atribuindo um valor de ondulação de corrente e substituindo β com o valor referente ao máximo ponto de ondulação de corrente, obtém-se (10).

$$L = \frac{V_o}{16\Delta I_L f_s} \quad (10)$$

De forma semelhante, ao término da primeira etapa a tensão no capacitor atinge seu valor mínimo. No instante t_1 o interruptor $S3$ é bloqueado, fazendo com que durante o intervalo de tempo $t_2 - t_1$ a fonte de entrada forneça energia diretamente ao barramento de saída, fazendo com que a tensão no capacitor cresça. A expressão que descreve esta etapa é observada em (11).

$$V_C(t) = V_{C_{\min}} + \frac{1}{C_o} \int_0^{\frac{T_s(1-2D_1)}{2}} \left(I_{\max} - I_o - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t \right) dt \quad (11)$$

No instante t_3 a tensão no capacitor atinge seu valor mínimo, sendo então possível determinar a ondulação de tensão da saída conforme o valor da capacitância, como observa-se em (12), de onde pode-se obter o valor da capacitância necessária no filtro de saída para uma ondulação de tensão determinada como parâmetro do projeto.

$$\Delta V_C = \frac{I_o(1-2D_1)D_1}{2f_s C_o(1-D_1)} \quad (12)$$

A partir das expressões (8) e (12) percebe-se que os valores de ondulação de corrente de entrada e tensão de saída são inversamente

proporcionais à frequência, de modo que os valores necessários dos componentes reativos também o sejam. Ainda, com o emprego desta topologia os filtros reativos são submetidos a ondulações com frequência fundamental igual a duas vezes a frequência de comutação, evidenciando uma vantagem prática desta topologia em relação à topologia tradicional do *chopper* bidirecional em corrente. Assim, valida-se a afirmação de que quanto maior a frequência de operação menor o volume total do conversor devido à redução dos elementos reativos.

2.3.1 Esforços de Tensão e Corrente

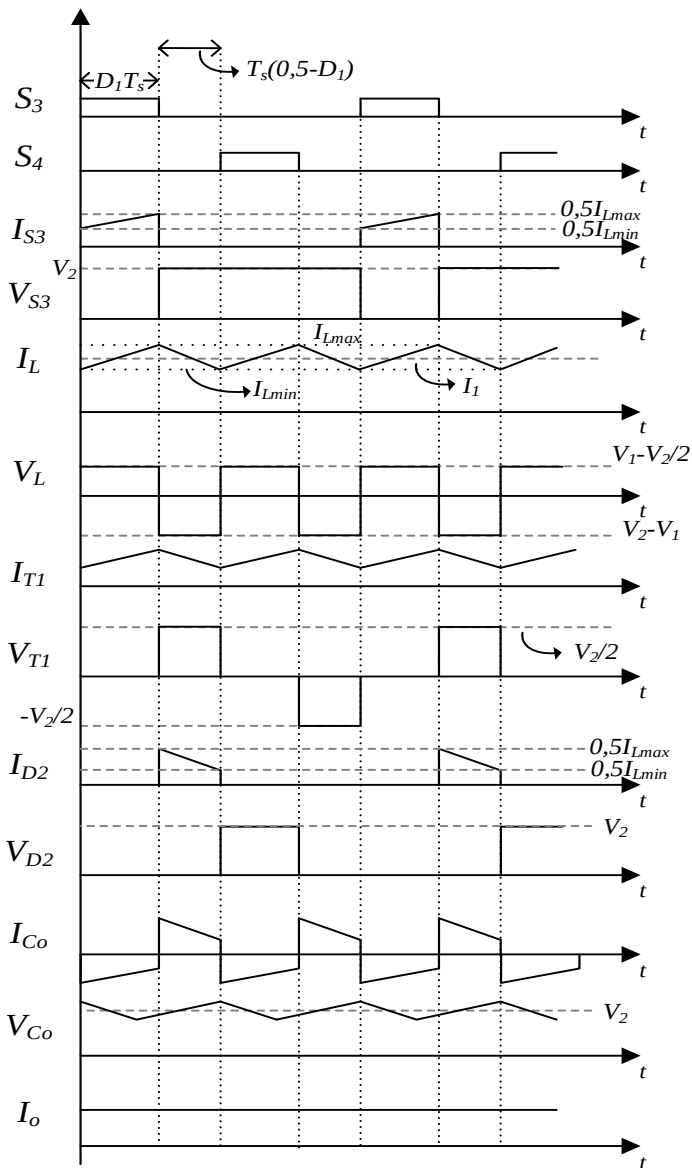
Analisando as formas de onda de corrente durante os intervalos de comutação, apresentados na Figura 20, pode-se determinar os valores dos esforços de corrente para análise de perdas de condução sobre os componentes. Evidentemente, conforme mencionado no início do capítulo, os componentes são idealizados, desprezando em primeiro momento os efeitos parasitas para perdas de comutação.

2.3.1.1 Esforços sobre o Indutor

A corrente instantânea através do indutor L é dada por (13).

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{L\min} + \frac{V_1(1-2D_1)}{2L(1-D_1)}t & t_0 < t \leq t_1 \\ I_{L\max} - \frac{V_1D_1}{L(1-D_1)}t & t_1 < t \leq t_2 \\ I_{L\min} + \frac{V_1(1-2D_1)}{2L(1-D_1)}t & t_2 < t \leq t_3 \\ I_{L\max} - \frac{V_1D_1}{L(1-D_1)}t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (13)$$

Figura 20 – Principais formas de onda teóricas.



Fonte: Produção própria do autor.

A corrente média no indutor, que consequentemente corresponderá à corrente média de entrada, é obtida por (14).

$$I_{Lmed} = \frac{2}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[I_{Lmin} + \frac{V_1(1-2D_1)}{2L(1-D_1)} t \right] dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s(0,5-D_1)} \left[I_{Lmax} - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t \right] dt \quad (14)$$

Ainda, o valor da corrente eficaz através do indutor L é obtido por (15).

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[I_{Lmin} + \frac{V_1(1-2D_1)}{2L(1-D_1)} t \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s(0,5-D_1)} \left[I_{Lmax} - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t \right]^2 dt} \quad (15)$$

Desenvolvendo, obtém-se (16).

$$I_{Lef} = \frac{1}{1-D_1} \sqrt{I_o^2 + \frac{V_1^2 T_s^2 D_1^2 (1-2D_1)^2}{48L^2}} \quad (16)$$

O valor de pico da corrente de entrada, informação utilizada para especificação do magnético, é calculado por (17).

$$I_{Lp} = I_1 + \frac{V_1(1-2D_1)D_1}{4L(1-D_1)} \quad (17)$$

2.3.1.2 Esforços sobre o Autotransformador

A corrente instantânea através do autotransformador é dada por (18).

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} \frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t & t_o < t \leq t_1 \\ \frac{I_{L\max}}{2} - \frac{V_1D_1}{2L(1-D_1)}t & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t & t_2 < t \leq t_3 \\ \frac{I_{L\max}}{2} - \frac{V_1D_1}{2L(1-D_1)}t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (18)$$

A tensão máxima sobre o autotransformador é definida por (19).

$$V_{T1} = V_{T2} = \frac{V_2}{2} \quad (19)$$

A corrente eficaz através dos enrolamentos é obtida por (20).

$$I_{T1ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1)T_s} \left[\frac{I_{L\max}}{2} - \frac{V_1D_1}{2L(1-D_1)}t \right]^2 dt} \quad (20)$$

Desenvolvendo, obtém-se (21).

$$I_{T1ef} = \frac{1}{1-D_1} \sqrt{\frac{I_o^2}{4} + \frac{V_1^2 T_s^2 D_1^2 (1-2D_1)^2}{192L^2}} \quad (21)$$

A corrente máxima que circula através do transformador é dada (22).

$$I_{pT1} = \frac{I_1}{2} + V_1 \frac{(1-2D_1)D_1}{8Lf_s D_1} \quad (22)$$

2.3.1.3 Esforços sobre os interruptores

A corrente instantânea através do interruptor $S3$ é apresentada pela equação (23). Observa-se a equivalência das correntes entre os interruptores $S3$ e $S4$ através das formas de onda apresentadas, havendo apenas relação de deslocamento no tempo entre estas. Desta forma, os resultados obtidos para o interruptor $S3$ são válidos para o interruptor $S4$.

$$i_{s3}(t) = \begin{cases} \frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t & t_o < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_2 \\ 0 & t_2 < t \leq t_3 \\ 0 & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (23)$$

A tensão máxima de bloqueio dos interruptores é dada por (24).

$$V_{s3} = V_{s4} = V_2 \quad (24)$$

A corrente média nos interruptores é definida pela expressão (25), implicando então em (26).

$$I_{s3med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t \right] dt \quad (25)$$

$$I_{s3med} = \frac{I_o D_1}{2(1-D_1)} \quad (26)$$

Da mesma forma, a corrente eficaz nos interruptores é definida por (27).

$$I_{s3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{L\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)}t \right]^2 dt} \quad (27)$$

Desenvolvendo, obtém-se (28).

$$I_{S3ef} = \frac{1}{1-D_1} \sqrt{\frac{I_o^2}{4} D_1 + \frac{V_1^2 T_s^2 D_1^2 (1-2D_1)^2}{192L^2}} \quad (28)$$

A corrente de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (29).

$$I_{pS3} = \frac{I_1}{2} + V_1 \frac{(1-2D_1)D_1}{8Lf_s D_1} \quad (29)$$

2.3.1.4 Esforços sobre os diodos antiparalelos

Para este modo de operação, os esforços sobre diodos paralelos se restringem aos diodos referentes aos interruptores $S1$ e $S2$, de modo que os diodos referentes aos interruptores principais nunca entram em condução.

Assim, a análise feita para o diodo antiparalelo $D1$ pode ser estendida ao diodo $D2$ da mesma forma como feito para os interruptores $S3$ e $S4$. A corrente instantânea através do diodo $D1$ é dada (30).

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} 0 & t_o < t \leq t_1 \\ \frac{I_{Lmax}}{2} - \frac{V_1 D_1}{2L(1-D_1)} t & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t & t_2 < t \leq t_3 \\ \frac{I_{Lmax}}{2} - \frac{V_1 D_1}{2L(1-D_1)} t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (30)$$

A corrente média através de $D1$ é calculada através de (31).

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t \right] dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1)T_s} \left[\frac{I_{Lmax}}{2} - \frac{V_1 D_1}{2L(1-D_1)} t \right] dt \quad (31)$$

Desenvolvendo, obtém-se (32).

$$I_{D1med} = \frac{I_o(1-D_1)}{2} \quad (32)$$

De forma semelhante, a corrente eficaz através de $D1$ é calculada por (33) aqui, implicando em (34).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1)T_s} \left[\frac{I_{Lmax}}{2} - \frac{V_1 D_1}{2L(1-D_1)} t \right]^2 dt} \quad (33)$$

$$I_{D1ef} = \frac{I_o \sqrt{1-D_1}}{2} \quad (34)$$

2.3.1.5 Esforços de corrente sobre o capacitor

A corrente instantânea através do capacitor de saída é apresentada pela expressão (35).

$$i_c(t) = \begin{cases} \frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t - I_o & t_0 < t \leq t_1 \\ I_{Lmax} - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t - I_o & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t - I_o & t_2 < t \leq t_3 \\ I_{Lmax} - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t - I_o & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (35)$$

Considerando o conversor operando em regime permanente, a tensão média sobre o indutor corresponde a tensão de saída do conversor, ao tempo que corrente média sobre o capacitor é zero. Para fins de projeto, a corrente eficaz sobre o capacitor é dada por (36).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\frac{I_{Lmin}}{2} + \frac{V_1(1-2D_1)}{4L(1-D_1)} t - I_o \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1)T_s} \left[I_{Lmax} - \frac{V_1 D_1}{L(1-D_1)} t - I_o \right]^2 dt} \quad (36)$$

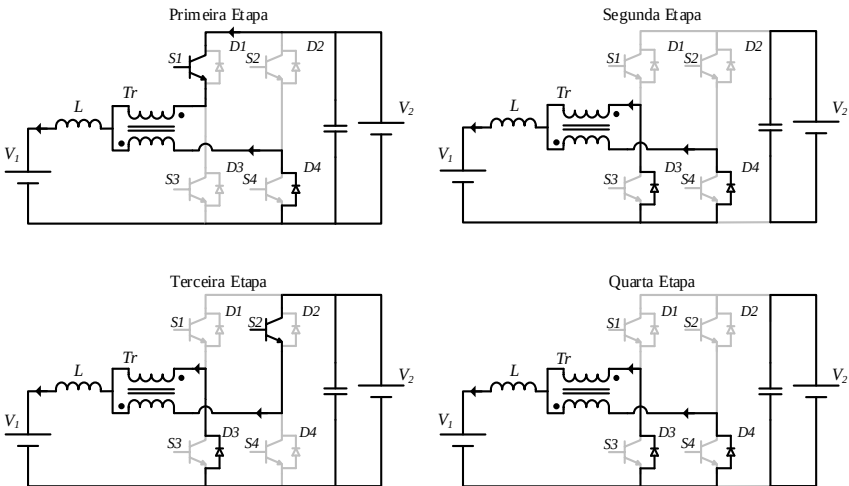
Desenvolvendo, obtém-se (37), expressão que representa a corrente eficaz através do capacitor de saída.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{I_o^2 D_1(1-2D_1)}{2(1-D_1)^2} + \frac{V_1^2 T_s^2 D_1^2(2-3D_1)(1-2D_1)^2}{96L^2(1-D_1)^2}} \quad (37)$$

2º MODO

Para este modo de operação, supõe-se que os interruptores S3 e S4 permaneçam permanentemente bloqueados, de modo a nunca conduzir corrente. Os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir ciclicamente, com frequência e razão cíclica fixa, de forma semelhante ao proposto no primeiro modo de operação. O conversor apresenta quatro etapas de operação, apresentadas na Figura 21 e descritas a seguir.

Figura 21 – Etapas de operação referentes ao segundo modo.



Fonte: Produção própria do autor.

Primeira Etapa ($t_0 < t \leq t_1$)

No instante t_0 o interruptor S_1 é comandado a conduzir, enquanto o interruptor S_2 permanece bloqueado. A corrente I_2 , proveniente do barramento V_2 , se junta à corrente I_1 que circula através do barramento V_1 pelos diodos antiparalelos $D3$ e $D4$, dividida igualmente entre os enrolamentos do autotransformador. A expressão que descreve esta etapa é dada por (38).

$$-L \frac{di_L}{dt} - V_1 + \frac{V_2}{2} = 0 \quad (38)$$

A corrente que circula através do indutor L cresce linearmente e atinge seu valor máximo I_{max} ao término desta etapa.

Segunda Etapa ($t_1 < t \leq t_2$)

No instante t_1 o interruptor S_1 então é bloqueado, enquanto o interruptor S_2 também mantem-se sem conduzir. A fonte V_2 é isolada do barramento V_1 , fornecendo energia para o capacitor C_o . A corrente I_1 no indutor permanece no mesmo sentido enquanto a tensão no indutor se inverte rapidamente, impondo então o diodo $D4$ em condução. O indutor L se descarrega linearmente através do barramento V_1 em roda livre através dos diodos antiparalelos. A expressão que descreve esta etapa é dada por (39).

$$L \frac{di_L}{dt} - V_1 = 0 \quad (39)$$

Ao término desta etapa, a corrente i_L atinge seu valor mínimo I_{min} .

Terceira Etapa ($t_2 < t \leq t_3$)

No instante t_2 o interruptor S_2 entra em condução e permanece neste estado durante toda a etapa, enquanto o interruptor $S1$ permanece bloqueado. A fonte V_2 fornece energia para o barramento V_1 através do interruptor $S2$. De forma idêntica, a expressão que rege esta etapa é apresentada em (38).

Quarta Etapa ($t_3 < t \leq t_4$)

No instante t_3 o interruptor S2 é bloqueado, isolando novamente a fonte V_2 do barramento V_1 . O indutor inverte rapidamente sua polaridade, mantendo o sentido da corrente I_1 e impondo o diodo antiparalelo $D4$ em condução por polarização direta e impondo o conversor em etapa de roda livre. A expressão que rege esta etapa é dada por (39).

As principais formas de onda teóricas são apresentadas na Figura 22. Considerando o conversor operando em regime permanente, é possível determinar o seu ganho estático G_{v2} a partir da variação do fluxo magnético no indutor L . Considerando que a variação do fluxo magnético é zero dentro de um intervalo de operação, tem-se (40).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (40)$$

Com operação simétrica ($D_{s1} = D_{s2} = D_2$) tem-se operação com razão cíclica constante. Com as devidas substituições, a variação do fluxo magnético no indutor L é então expressa por (41).

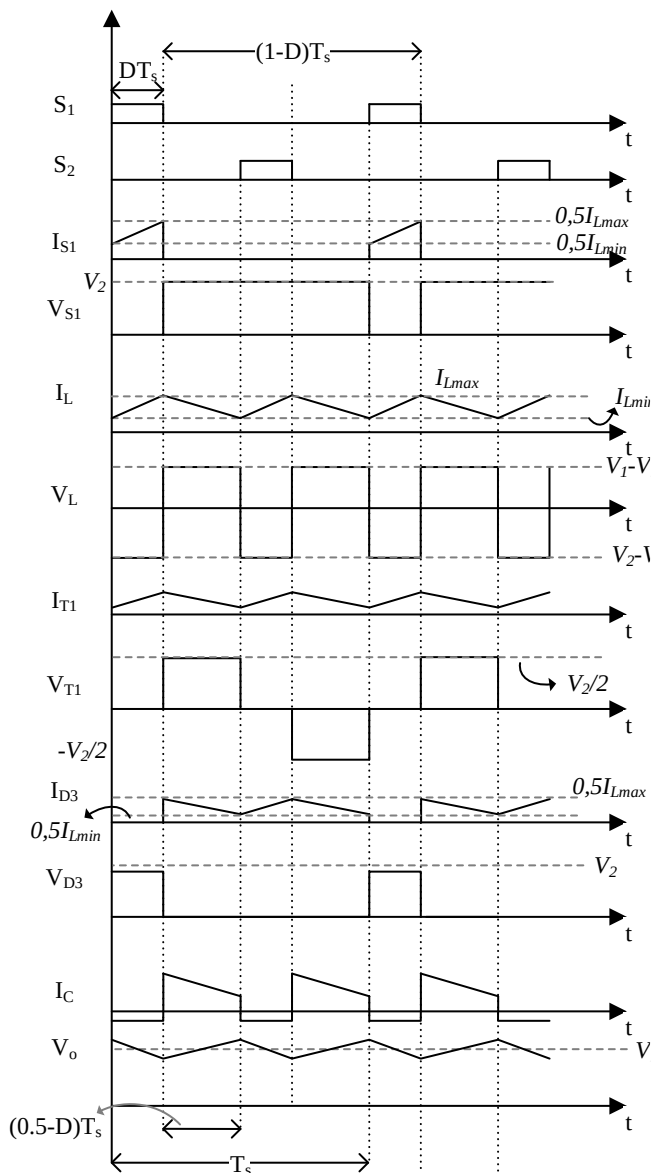
$$\left(\frac{V_2}{2} - V_1\right)(t_1 - t_0) = V_1(t_2 - t_1) \quad (41)$$

Substituindo os intervalos de operação na expressão (41) e desenvolvendo a equação conseguinte, obtém-se então (42), expressão que relaciona a tensão de entrada V_1 e a tensão de saída V_2 e define o ganho estático do conversor para este modo de operação.

$$G_{v2} = \frac{V_1}{V_2} = D_2 \quad (42)$$

Analisando este modo de operação, observa-se o comportamento idêntico ao de um conversor *buck*. O ganho estático do conversor neste modo de operação apresenta relação de proporção direta à razão cíclica, fazendo então com que a tensão de saída, agora V_1 , seja linearmente relacionada à tensão de entrada V_2 . Do ponto de vista de corrente, a corrente no indutor L parte do seu valor mínimo I_{min} em 0 crescendo linearmente com inclinação $(V_1 - V_2)/L$ e atinge seu pico I_{max} no instante t_1 , conforme (43).

Figura 22 - Principais formas de onda teóricas



Fonte: Produção própria do autor.

$$i_L(t) = I_{L2min} + \frac{V_1 - V_2}{L} t \quad (43)$$

Assim, fazendo $i_L(t_1) = i_{L2max}$, tem-se então o valor da ondulação de corrente no indutor, que se reflete como ondulação da corrente de saída em função da indutância e da frequência de operação do conversor, expressa em (44) e utilizada para determinação da indutância necessária para atender parâmetros de projeto.

$$\Delta I_L = \frac{(1 - 2D_2)D_2 V_2}{2L f_s} \quad (44)$$

De forma semelhante ao primeiro modo de operação, observa-se que o valor da indutância necessária para uma determinada ondulação de corrente de saída é inversamente proporcional à frequência de operação do conversor. Isto implica em variação do volume total do projeto final do conversor, de modo que quanto maior a frequência de operação menor o volume dos filtros reativos.

2.3.2 Esforços de tensão e corrente

2.3.2.1 Esforços sobre o indutor

A corrente instantânea através do indutor L é dada por (45).

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{L2min} + \frac{V_1(1 - 2D_2)}{2LD_2} t & t_o < t \leq t_1 \\ I_{L2max} - \frac{V_1}{T_s L} t & t_1 < t \leq t_2 \\ I_{L2min} + \frac{V_1(1 - 2D_2)}{2LD_2} t & t_2 < t \leq t_3 \\ I_{L2max} - \frac{V_1}{T_s L} t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (45)$$

Para este modo de operação considera-se que a corrente

instantânea seja igual à corrente média devido à sua pequena ondulação, uma vez que o conversor apresenta característica de fonte de corrente na saída. Desta forma, tem-se (46).

$$i_L(t) = I_{Lmed} = I_1 \quad (46)$$

A corrente eficaz no indutor é calculada através de (47), que desenvolvendo implica em (48).

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{(1-D_2) \frac{T_s}{2}} I_1^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} I_1^2 dt} \quad (47)$$

$$I_{Lef} = I_1 \quad (48)$$

2.3.2.2 Esforços sobre o Autotransformador

A corrente instantânea através dos enrolamentos do autotransformador é dada por (49).

$$i_{Tr}(t) = \begin{cases} \frac{I_{L2min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD_2}t & t_o < t \leq t_1 \\ \frac{I_{L2max}}{2} - \frac{V_1}{2T_s L}t & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{I_{L2min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD_2}t & t_2 < t \leq t_3 \\ \frac{I_{L2max}}{2} - \frac{V_1}{2T_s L}t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (49)$$

A tensão máxima sobre os enrolamentos é dada por (50).

$$V_{T1} = V_{T2} = \frac{V_2}{2} \quad (50)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida por (51), que desenvolvendo implica em (52).

$$I_{Tref} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{(1-2D_2)\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (51)$$

$$I_{Tref} = \frac{I_1}{2} \quad (52)$$

2.3.2.3 Esforços sobre os interruptores

A corrente instantânea através do interruptor S_1 é apresentada pela expressão (53). Observa-se a equivalência das correntes entre os interruptores S_1 e S_2 através das formas de onda apresentadas, havendo apenas relação de deslocamento no tempo entre estas. Desta forma, os resultados obtidos para o interruptor S_1 são válidos para o interruptor S_2 .

$$i_{s1} = \begin{cases} \frac{I_{L2min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD_2}t & t_o < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_2 \\ 0 & t_2 < t \leq t_3 \\ 0 & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (53)$$

A tensão máxima de bloqueio dos interruptores, a partir das considerações feitas no começo do capítulo, é dada por (54).

$$V_{s1} = V_{s2} = V_2 \quad (54)$$

A corrente média no interruptor é definida por (55).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} \frac{I_1}{2} dt = \frac{I_1 D_2}{2} \quad (55)$$

A corrente eficaz é calculada por (56), implicando em (57).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (56)$$

$$I_{Sef} = \frac{I_1 \sqrt{D_2}}{2} \quad (57)$$

2.3.2.4 Esforços sobre os diodos antiparalelos

A corrente instantânea através dos diodos é dada pela expressão (58).

$$i_{D4}(t) = \begin{cases} 0 & t_o < t \leq t_1 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2T_s L} t & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{I_{L2\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD_2} t & t_2 < t \leq t_3 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2T_s L} t & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (58)$$

A máxima tensão reversa sobre os diodos, também sem considerar os efeitos parasitas intrínsecos, é dada por (59).

$$V_{D1} = V_{D2} = V_o \quad (59)$$

A corrente média através dos diodos é definida por (60).

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2T_s} \int_0^{D_2 T_s} I_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^{(1-2D_2) \frac{T_s}{2}} I_1 dt \quad (60)$$

Desenvolvendo, tem-se (61).

$$I_{Dmed} = \frac{I_1(1-D_2)}{2} \quad (61)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (62).
Desenvolvendo, obtém-se (63).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{2}{T_2} \int_0^{(1-D_2) \frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (62)$$

$$I_{Def} = \frac{I_1 \sqrt{(1-D_2)}}{2} \quad (63)$$

2.4 Análise da Comutação

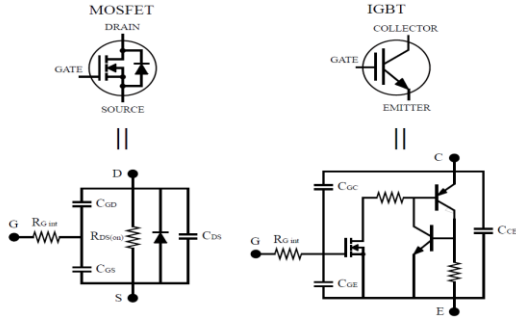
A análise feita na seção anterior é inteiramente ideal, onde não são considerados os efeitos parasitas dos semicondutores, como capacitâncias intrínsecas e recuperação reversa dos diodos. Levando em conta estes efeitos, há pouca ou nenhuma alteração qualitativa no funcionamento do conversor, porém há significativa alteração nos valores eficazes e de pico de corrente e tensão sobre os componentes.

Desconsideradas na análise qualitativa do conversor, as etapas de operação referentes à comutação dos interruptores são oriundas das não idealidades dos dispositivos semicondutores. Os principais semicondutores de potência controláveis utilizados em conversores e seus circuitos equivalentes são apresentados na Figura 23.

A presença de elementos parasitas é evidenciada na imagem anterior. Os componentes capacitivos apresentados nesta figura representam um fenômeno físico indesejado determinado por Efeito Miller, que corresponde à influência direta das tensões presentes nos terminais de saída do semiconductor – Dreno e Fonte para um MOSFET e Coletor e Emissor para um IGBT – no ponto de gatilho através das capacitâncias C_{gd} e C_{gc} , afetando assim a entrada e saída de condução destes interruptores.

A característica de entrada em condução tanto de um MOSFET quanto de um IGBT é bastante semelhante. No momento de comando para entrada em condução no gatilho do interruptor, a corrente de gatilho inicia a carga de C_{gs} e a descarga de C_{gd} . Durante este intervalo a tensão de bloqueio aplicada aos terminais do interruptor pouco varia, enquanto a tensão V_{gs} sobe de forma exponencial ao mesmo tempo em que a corrente através do interruptor também se eleva.

Figura 23 – Principais semicondutores de potência controláveis e seus circuitos equivalentes.



Fonte: (MEYER, 2014)

No momento em que a corrente de saída atinge seu máximo pico, tem-se então na tensão V_{gs} o patamar de Plateau de Miller. O Plateau de Miller compreende um intervalo em que a carga nos terminais de C_{gs} se mantém praticamente constante ou com derivada bastante pequena, de forma que toda a carga injetada no terminal de gatilho é transferida ao capacitor C_{gd} , possibilitando então que a tensão nos terminais de saída do interruptor decresça até atingir o valor de tensão correspondente ao estado de condução plena da corrente de carga.

A característica de saída de condução acaba por ser bastante semelhante à de entrada, sofrendo os mesmos impactos do Efeito Miller previamente citados. No momento em que é imposto o comando de bloqueio no terminal de gatilho do interruptor a tensão V_{gs} decresce rapidamente, até o momento em que atinge novamente o Plateau de Miller, iniciando então a elevação da tensão nos terminais de saída do interruptor. À medida que a tensão de bloqueio se aproxima de seu patamar definitivo, reduzindo então sua derivada, a tensão de gatilho volta a decrescer junto da corrente através dos terminais de saída do interruptor até atingir então o valor zero. Neste instante são notadas as principais diferenças em relação a comutação entre interruptores tipo MOSFET e IGBT, oriundas das características físicas de condução por portadores majoritários ou minoritários e que não cabem no escopo deste trabalho.

Analisando a comutação dos interruptores no primeiro modo de operação, modo *boost*, observa-se que no instante t_1^- , em que o interruptor S4 é comandado a bloquear, a corrente através do interruptor decresce rapidamente enquanto a tensão sobre os terminais do interruptor sobe até o momento em que o diodo antiparalelo D2 assume toda a corrente que circulava através do interruptor. Da mesma forma, no instante t_4^- o interruptor S4 é comandado a conduzir, a corrente no interruptor cresce rapidamente enquanto a tensão sobre seus terminais reduz até momento

em que atinge zero. No momento em que o interruptor assume toda a corrente que circula através dos enrolamentos do transformador o diodo então impõe através do interruptor sua corrente de recuperação reversa, sendo variável em função da tecnologia deste. Estes intervalos são determinados tempos de comutação, disponibilizados pelo fabricante do semiconductor. Estas etapas são apresentadas na Figura 24.

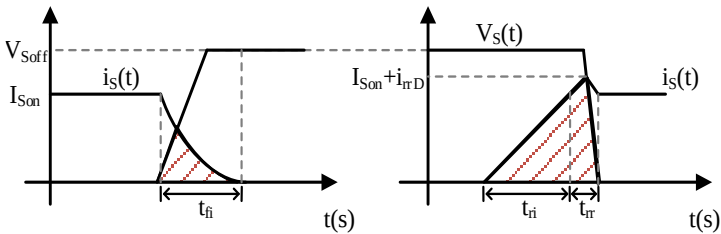
Nestes intervalos ocorrem as perdas por comutação dos interruptores, aproximadas pela expressão (64) onde f_s é a frequência de comutação do conversor e representadas pelas áreas hachuradas na Figura 24, perdas estas que limitam a operação em alta frequência por sacrificarem o rendimento do conversor e que, apesar da redução do volume dos filtros reativos, há significativo aumento no volume dos dissipadores térmicos.

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} \left[(t_{ri} + t_{fi}) I_{Son} V_{Soff} + i_{rrD} t_{rr} V_{Soff} \right] \quad (64)$$

Desta forma, a redução das perdas por comutação de semicondutores se resume a um único princípio: eliminar a superposição das curvas de corrente e tensão sobre os componentes. Isto é feito basicamente de duas maneiras diferentes e já citadas neste trabalho, que consistem em ZVS e ZCS.

No capítulo a seguir, é analisado o conversor proposto com um *snubber* ativo e grampeamento de tensão para redução das perdas de comutação no conversor, eliminando as perdas na entrada e saída de condução dos interruptores através do circuito auxiliar de comutação.

Figura 24 – Representação da comutação no interruptor S4 no modo *boost*.



Fonte: Produção própria do autor.

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as análises qualitativa e quantitativa ideais do conversor bidirecional baseado na célula de comutação tipo “B”. Provou-se assim que, em modos distintos, o conversor pode operar tanto como elevador, situação do primeiro modo, quanto como abaixador, constatado no segundo modo. Além disso, foram desenvolvidos e obtidos os cálculos básicos para projeto do conversor, como os valores de corrente média e eficaz sobre os interruptores e valor máximos de tensão de bloqueio dos componentes.

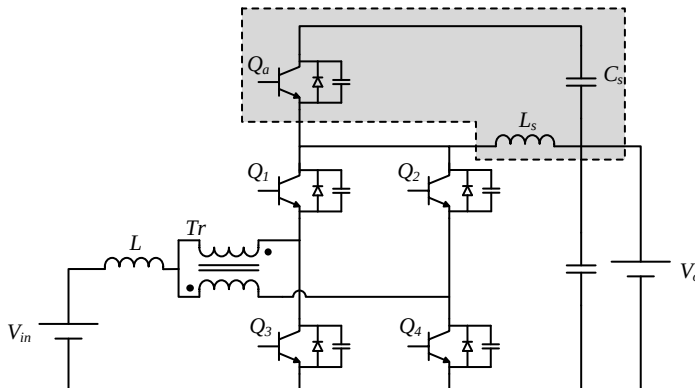
3 CONVERSOR PROPOSTO

A análise feita no capítulo anterior considera o conversor como um combinado de componentes ideais. Quando são inseridas algumas não linearidades no modelo do conversor é possível então observar alterações consideráveis em seu modelo dinâmico.

Estas alterações observadas compreendem um grande campo de pesquisa e desenvolvimento de tecnologias e topologias que proporcionem redução de perdas, visando sempre o aumento da eficiência e do aproveitamento da energia disponível.

O conversor proposto, apresentado na Figura 25, compreende o conversor analisado no capítulo anterior com a adição de um circuito auxiliar de comutação e inclusão das capacitâncias intrínsecas dos interruptores para a análise da operação. O princípio de funcionamento do conversor é preservado, de forma que o conversor permanece operando em dois quadrantes com características de elevação e redução do nível de tensão média a partir do sentido de circulação da corrente média de entrada.

Figura 25 – Conversor proposto.



Fonte: Produção própria do autor.

O circuito de *snubber* ativo adicionado, destacado na Figura 25, é formado por um interruptor semicondutor, um diodo antiparalelo, um indutor e um capacitor de grameamento. O interruptor adicionado é controlado e opera em frequência constante, operando com o quádruplo da frequência de chaveamento do conversor.

Com a adição do circuito auxiliar de comutação ao conversor

analisado no capítulo anterior é possível que, operando no primeiro modo (*boost*), a entrada em condução de todos os interruptores, incluindo o interruptor auxiliar, seja feita sob tensão nula, caracterizando uma comutação *ZVS*. Ainda, a saída de condução dos interruptores principais S_3 e S_4 é feita sob zero de corrente, caracterizando uma comutação *ZCS*. No segundo modo de operação (*buck*), a entrada em condução dos interruptores S_1 , S_2 e S_a é feita também sob tensão nula.

3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Como já foram demonstrados previamente os modos de operação do conversor, esta seção será restrita à análise das etapas de operação sem que seja posteriormente feita a prova novamente dos modos de operação do conversor. Para facilitar a análise das etapas de operação o conjunto formado pela fonte de tensão V_{in} e pelo indutor L são considerados como uma fonte de corrente ideal denominada I_{in} , para o modo *boost*, seguindo o mesmo pensamento para o funcionamento no modo *buck*.

1º MODO

Para este modo de operação o interruptor auxiliar S_a é sincronizado com os interruptores principais S_3 e S_4 , de modo a garantir tanto a entrada quanto a saída de condução suaves para estes interruptores.

Os intervalos de tempo utilizados nesta análise são apresentados na Figura 26, junto das principais formas de onda respectivas a este modo de operação.

Primeira Etapa ($t_0 < t \leq t_1$) – Os interruptores S_3 e S_4 encontram-se bloqueados, enquanto S_a encontra-se comandado a conduzir. Os diodos $D1$ e $D2$ entregam energia à fonte de saída V_o , conduzindo juntos a totalidade da corrente de entrada igualmente dividida entre estes. Simultaneamente, uma corrente adicional circula através do indutor L_s crescendo linearmente, com derivada imposta pelo capacitor de grameamento C_s e circulando através de S_a . Ao término desta etapa, a corrente que circula através de S_a , i_{CS} , atingirá o pico i_{pCS} .

$$i_{Ls}(t) = I_{in} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \quad (65)$$

$$i_{Sa}(t) = i_{Cs}(t) = i_{LS}(t) - I_{in} \quad (66)$$

Segunda Etapa ($t_1 < t \leq t_2$) – Esta etapa inicia quando o interruptor S_a é comandado a bloquear. A corrente adicional que circula através de L_s e C_s carrega rapidamente o capacitor C_a de 0 a $V_o + V_{Cs}$. Neste momento a corrente através de S_2 e S_3 se inverte rapidamente, descarregando os capacitores C_1 e C_4 de $V_o + V_{Cs}$ a zero.

Terceira Etapa ($t_2 < t \leq t_3$) – Esta etapa inicia quando a tensão nos capacitores C_3 e C_4 atinge zero e é grampeada pela entrada em condução dos respectivos diodos antiparalelos, possibilitando a entrada em condução ZVS para o interruptor S_3 . Neste momento, todos os diodos antiparalelos encontram-se em condução. Os diodos D_1 e D_2 conduzem i_{LS} , enquanto os diodos D_3 e D_4 conduzem $i_{LS} - 0,5I_{in}$ cada. A tensão de saída V_o é aplicada sobre o indutor L_s , fazendo com que a corrente que circula através deste diminua linearmente. A expressão que representa esta etapa é apresentada a seguir.

$$i_{LS}(t) = I_p - \frac{V_o}{L_s} t \quad (67)$$

Quarta Etapa ($t_3 < t \leq t_4$) – Esta etapa inicia no momento em que a corrente i_{LS} torna-se menor do que I_{in} . Neste momento, a corrente de entrada passa a fluir através de do interruptor S_4 . A entrada em condução se dá sob tensão nula. A corrente no indutor L_s continua decrescendo até inverter o sentido, passando então a fluir através de S_4 , assim como S_2 , caracterizando um curto de braço momentâneo com derivada controlada por L_s . A derivada de corrente permanece constante em relação à etapa anterior, de modo que ao final desta etapa a corrente no indutor atinge seu mínimo absoluto I_{sc} .

Quinta Etapa ($t_4 < t \leq t_5$) – Esta etapa inicia com o bloqueio do interruptor S_2 . A corrente i_{LS} somada à corrente de entrada se divide iniciando a carga dos capacitores C_1 e C_2 de 0 a $V_{Cs} + V_o$, enquanto o capacitor C_a é descarregado de $V_{Cs} + V_o$ a zero.

Sexta Etapa ($t_5 < t \leq t_6$) – Esta etapa inicia quando a tensão do capacitor C_a atinge zero e é grampeada pela entrada em condução de D_a , possibilitando que a entrada em condução de S_a seja sob tensão nula. Neste momento, o diodo antiparalelo D_a passa a conduzir a corrente i_{LS} somada à $I_{in}/2$. A corrente i_{LS} altera sua derivada devido à aplicação da

tensão V_{Cs} sobre os terminais de L_s , crescendo com derivada constante atingindo zero ao final desta etapa. Ao término desta etapa o interruptor S_a é comandado a conduzir. A expressão que representa esta etapa é apresentada a seguir.

$$i_{L_s}(t) = -I_{sc} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \quad (68)$$

$$i_{Cs} = -\frac{I_{in}}{2} - I_{sc} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \quad (69)$$

Sétima Etapa ($t_6 < t \leq t_7$) – Esta etapa inicia no momento em que a corrente i_{L_s} torna-se maior do que $I_{in}/2$, passando então a circular através do interruptor auxiliar S_a . A entrada em condução se dá sob tensão nula, caracterizando uma comutação ZVS. A derivada de corrente permanece constante e com o mesmo valor da etapa anterior. Ao final desta etapa, a corrente i_{L_s} atingirá seu pico I_{p2} . A expressão que rege esta etapa é apresentada a seguir.

$$i_{L_s} = \frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \quad (70)$$

Oitava Etapa ($t_7 < t \leq t_8$) – Esta etapa inicia quando interruptor auxiliar S_a é novamente bloqueado. Neste momento a corrente i_{L_s} se divide, iniciando a carga do capacitor C_a de zero a $V_o + V_{Cs}$ e a descarga de C_2 e C_3 de $V_o + V_{Cs}$ a zero.

Nona Etapa ($t_8 < t \leq t_9$) – Esta etapa inicia quando a tensão sobre os capacitores C_2 e C_3 zeram, sendo então grampeadas pela entrada em condução dos respectivos diodos antiparalelos. Sendo i_{L_s} maior do que I_{in} , a corrente passa a fluir através de D_3 e D_4 , possibilitando assim o bloqueio do interruptor S_4 sob corrente nula, caracterizando então uma comutação ZCS. É aplicado sobre o indutor L_s a tensão de saída V_o , fazendo com que a corrente através deste decresça com derivada constante.

Décima Etapa ($t_9 < t \leq t_{10}$) – Esta etapa inicia quando i_{L_s} se iguala a I_{in} , dando início a uma etapa ressonante entre L_s , C_a , C_3 e C_4 . Ao fim desta etapa, os capacitores C_3 e C_2 foram carregados de zero a $V_o + V_{Cs}$ enquanto C_a foi descarregado de $V_o + V_{Cs}$ a zero.

Décima Primeira Etapa ($t_{10} < t \leq t_{11}$) – Esta etapa inicia quando a tensão sobre capacitor C_a atinge zero sendo então grampeada pela entrada em condução de D_a , possibilitando novamente a entrada em condução de S_a sob tensão nula. É aplicada sobre o indutor L_s a tensão de grampeamento V_{Cs} fazendo com que a corrente cresça linearmente. Comanda-se então o interruptor S_a a conduzir. Quando i_{Ls} se iguala a I_{in} , S_a entra em condução.

Décima Segunda Etapa ($t_{11} < t \leq t_{12}$) – Esta etapa inicia quando o interruptor auxiliar S_a começa a conduzir novamente. Neste momento tem-se a repetição da primeira etapa, com S_a , D_1 e D_2 conduzindo. A expressão que rege esta etapa é descrita em (65).

Décima Terceira Etapa ($t_{12} < t \leq t_{13}$) – Esta etapa inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar S_a , dando início à carga do capacitor C_a de zero a $V_{Cs} + V_o$, enquanto os capacitores C_3 e C_4 descarregam de $V_{Cs} + V_o$ a zero. Neste momento, tem-se o mesmo fenômeno observado na Segunda Etapa.

Décima Quarta Etapa ($t_{13} < t \leq t_{14}$) – Esta etapa inicia quando a tensão nos capacitores C_3 e C_4 atinge zero, sendo então grampeada pela entrada em condução dos respectivos diodos antiparalelos, possibilitando então a entrada em condução sob tensão nula para o interruptor S_3 da mesma forma como o ocorrido para a entrada em condução de S_4 e descrito na Terceira Etapa.

Neste momento, repetem-se as etapas 4, 5, 6, 7 e 8, apenas havendo alteração de braço.

Vigésima Etapa ($t_{19} < t \leq t_{20}$) – Inicia quando as tensões nos capacitores C_1 e C_3 zeram novamente, sendo grampeadas pela entrada em condução dos respectivos diodos. Sendo i_{Ls} maior do que I_{in} , a corrente passa a fluir através de D_3 e D_4 , assim como por D_1 e D_2 , possibilitando assim o bloqueio do interruptor S_4 sob corrente nula. É aplicado sobre o indutor L_s a tensão de saída V_o , fazendo com que a corrente decresça linearmente.

Vigésima Primeira Etapa ($t_{20} < t \leq t_{21}$) – Esta etapa inicia quando i_{Ls} se iguala a I_{in} dando novamente início a uma etapa ressonante entre L_s , C_a , C_3 e C_4 . Ao fim desta etapa, os capacitores C_3 e C_4 foram

carregados de zero a $V_{Cs} + V_o$ enquanto C_a vai de $V_{Cs} + V_o$ a zero.

Vigésima Segunda Etapa ($t_{21} < t \leq t_{22}$) – Esta etapa inicia quando a tensão do capacitor C_a atinge zero sendo então novamente grampeada pela entrada em condução do diodo D_a . É aplicada sobre o indutor L_s a tensão de grampeamento V_{Cs} fazendo com que a corrente cresça linearmente. Comanda-se então o interruptor S_a a conduzir. Quando i_{Ls} se iguala a I_{in} , S_a entra em condução. Neste momento tem-se então novamente as condições apresentadas na primeira etapa, concluindo um período completo de operação do conversor.

Todas as etapas de operação são descritas apresentadas na Figura 27, onde Q_a representa o conjunto do interruptor S_a mais a adição de seus respectivos componentes antiparalelos. O mesmo se dá para $Q_{1,2,3 \text{ e } 4}$. As principais formas de onda teóricas são apresentadas na Figura 26, bem como as etapas de operação são apresentadas na Figura 27.

Como já mencionado anteriormente, em relação ao período de chaveamento os intervalos de comutação são infinitamente menores. Desta forma, trasladando o ponto t_1 a zero e baseado na afirmação feita acima pode-se dizer então que $t_5 = t_1 = 0$, implicando então que t_7 pode ser considerado como $D_1 T_s$.

Em regime permanente, a corrente média sobre o capacitor C_s , calculada por (71), pode ser considerada zero. Desenvolvendo, obtém-se (72), expressão que define a tensão de grampeamento V_{Cs} .

$$\langle i_{Cs} \rangle = \frac{2}{T_s} \left[\int_{t_5}^{t_7} \left[\frac{V_{Cs}}{L_s} t - \left(I_{sc} + \frac{I_{in}}{2} \right) \right] dt + \int_{t_7}^{t_x} \left[\frac{V_{Cs}}{L_s} t - I_{res} \right] dt \right] \quad (71)$$

$$V_{Cs} = \frac{L_s}{T_s} \left[\frac{D_1 I_{in} + 2D_1 I_{sc} + I_{res}(1 - 2D_1)}{2D_1^2 - D_1 + 0,25} \right] \quad (72)$$

Do ponto de vista da entrada em condução, a energia armazenada nos capacitores intrínsecos dos semicondutores na primeira etapa é dada por (73). Ainda, ao término da segunda etapa o capacitor intrínseco do interruptor auxiliar está carregado com $V_o + V_{Cs}$. A energia acumulada nesse componente é dada por (74).

$$E_{Ceq} = \frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} (C_1 + C_4) (V_o + V_{Cs})^2 \quad (73)$$

$$E_{Ca} = \frac{1}{2} C_a (V_o + V_{Cs})^2 \quad (74)$$

$$E_{Czvs} = \frac{1}{2} (C_1 + C_4 + C_a) (V_o + V_{Cs})^2 \quad (75)$$

Considerando os interruptores S_1 e S_2 idênticos, da mesma forma como S_3 e S_4 , a expressão (75) é válida para análise dos dois braços de semicondutores do conversor.

Na condição de que $V_{Cs} \ll V_o$, ao término da décima etapa, a corrente de pico do período ressonante é dada por I_{res} , obtida através de (76).

$$I_{res} = V_o \sqrt{\frac{(C_a + C_3 + C_2)}{L_s}} \quad (76)$$

Ao término da primeira etapa a corrente no indutor compreende uma soma de duas correntes, sendo uma a corrente $I_{in}/2$ e outra a componente alternada que circula pelo capacitor C_s , i_{Cs} . Subtraindo a corrente média $I_{in}/2$ da corrente i_{Ls} tem-se então o valor do pico de corrente no capacitor, i_{pCs} . Desta forma, para que a condição de comutação suave seja satisfeita, a energia armazenada proveniente da componente alternada da corrente no indutor é dada por (77).

$$L_s i_{pCs}^2 = (C_1 + C_4 + C_a) (V_o + V_{Cs})^2 \quad (77)$$

$$i_{pCs} = \frac{V_{Cs} (1 - 2D_1) T_s}{2L_s} - I_{res} \quad (78)$$

Assim, a partir da mesma consideração proposta anteriormente, a corrente mínima de pico para que seja satisfeita a condição de entrada em condução sob tensão nula é dada por (79).

$$i_{pCsm} = V_o \sqrt{\frac{C_1 + C_4 + C_a}{L_s}} \quad (79)$$

Quando não satisfeita esta condição os semicondutores ainda entrarão em condução no momento do comando, porém esta entrada será dissipativa, de modo a aumentar as perdas de comutação nestes componentes.

Do ponto de vista da saída de condução, no momento em que a corrente no indutor volta a crescer após o término do curto de braço. A partir deste momento o indutor volta a armazenar energia. O intervalo em que o indutor armazenará energia é dado por ΔT .

$$\Delta T = D_1 T_s \quad (80)$$

Para este caso, a condição para que ocorra a saída de condução sob corrente nula é de que ao término da **Décima Terceira Etapa** a corrente de pico no indutor, I_{pm} , tenha valor superior a corrente de entrada, sendo traduzida na expressão (82).

$$I_{p2} = \frac{V_{Cs}}{L_s} D_1 T_s - I_{sc} \quad (81)$$

$$I_{p2m} = I_{in} \quad (82)$$

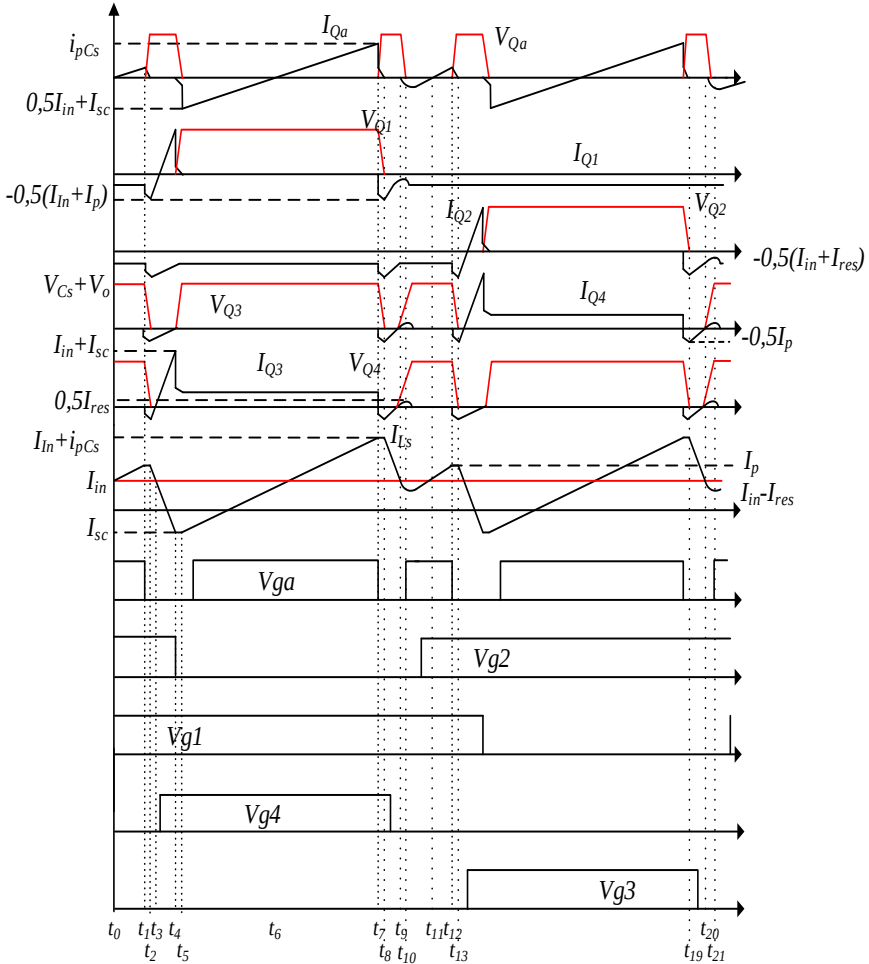
Ainda, para que as comutações suaves ocorram de maneira correta, é necessário que a corrente de curto de braço I_{sc} seja suficiente para que as correntes i_{pCsm} e I_{res} também ocorram. Combinando as expressões (78) e (72) obtém-se (83), expressão que define a corrente mínima de curto circuito para que a entrada em condução dos interruptores principais seja feita sob tensão nula (ZVS).

$$I_{scZVS} \geq \frac{(4D_1^2 - 2D_1 + 0,5)i_{pCsm} + (2D_1 + 0,25)I_{res} - (D_1 - 2D_1^2)I_{in}}{2(-D_1^2 + 2D)_1} \quad (83)$$

Também, combinando e desenvolvendo as expressões (72) e (81) obtém-se (84), expressão que relaciona a corrente de curto circuito mínima para que a saída de condução dos interruptores principais seja feita sob zero de corrente (ZCS).

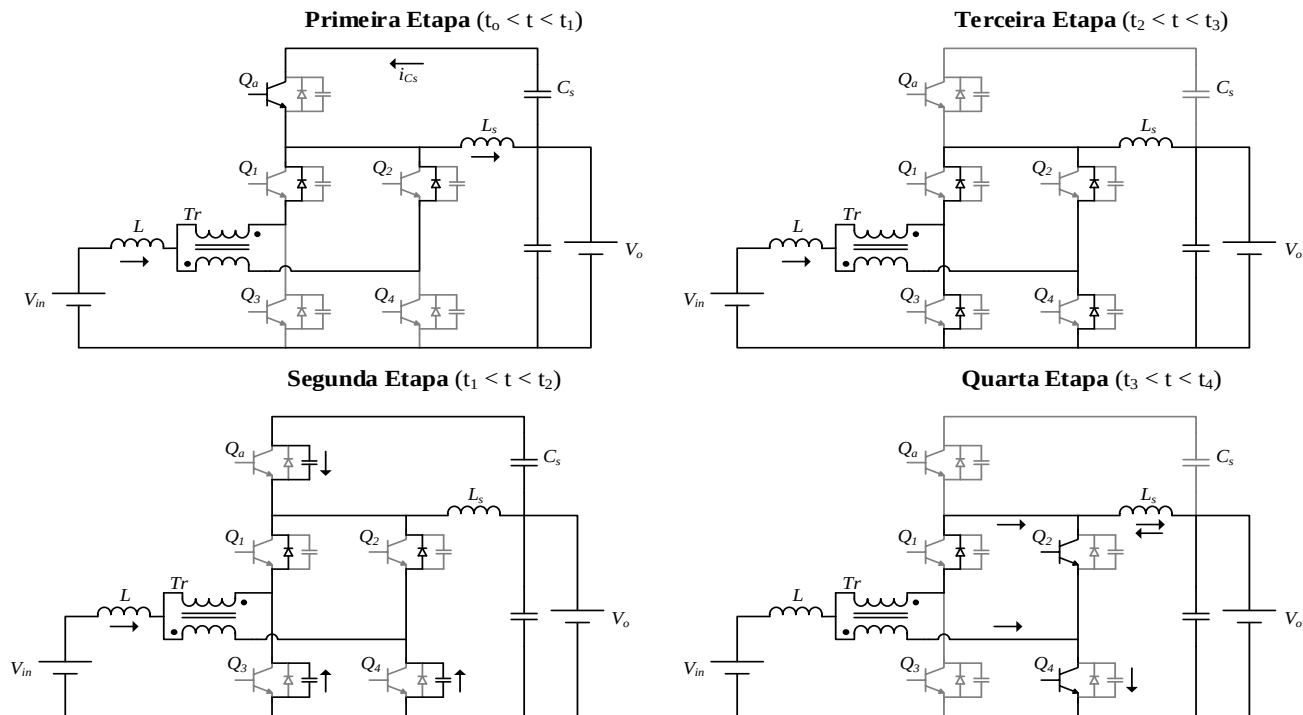
$$I_{scZCS} \geq \frac{(2D_1^2 - D_1 + 0,25)I_{p2m} - D_1^2 I_{in} - (D_1 - 2D_1^2)I_{res}}{2D_1^2 - 1} \quad (84)$$

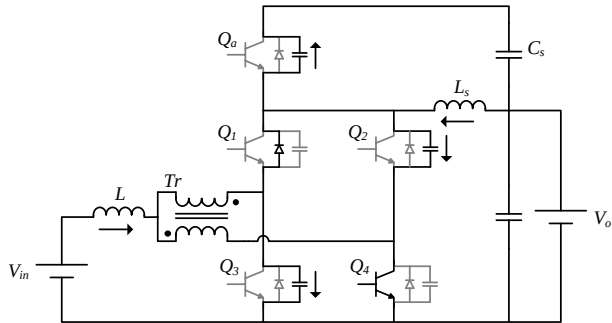
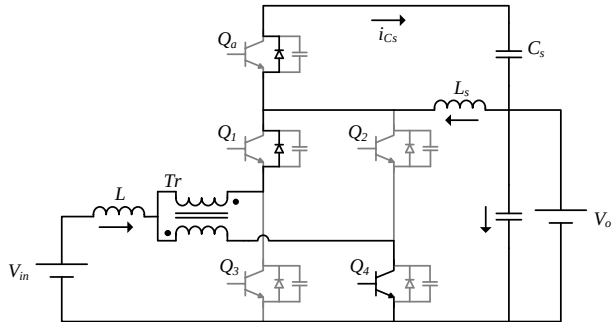
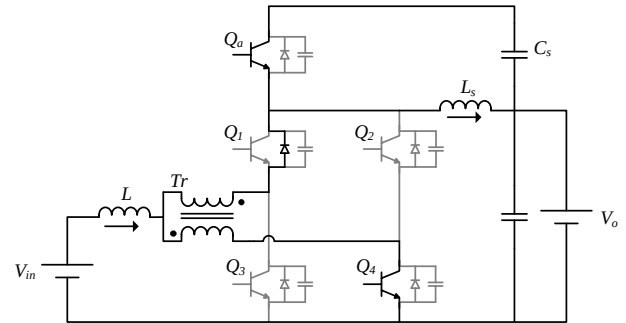
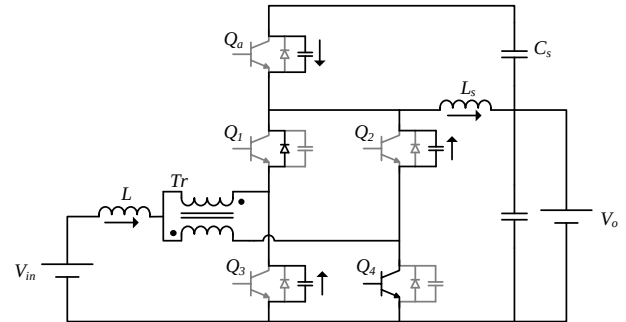
Figura 26 - Formas de onda teóricas

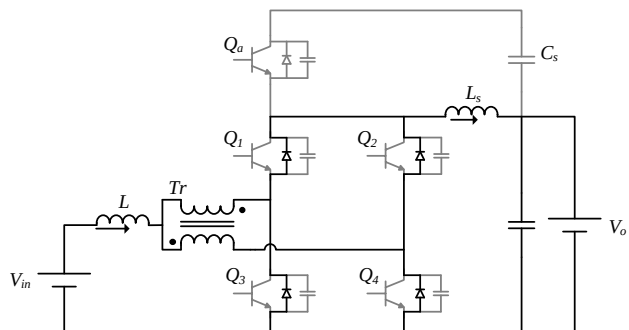
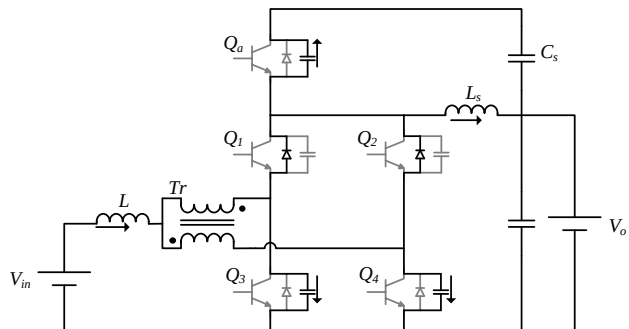
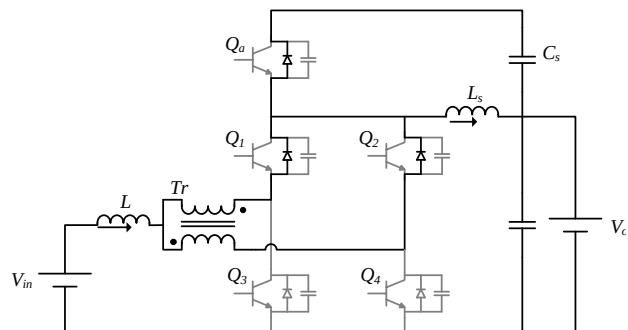
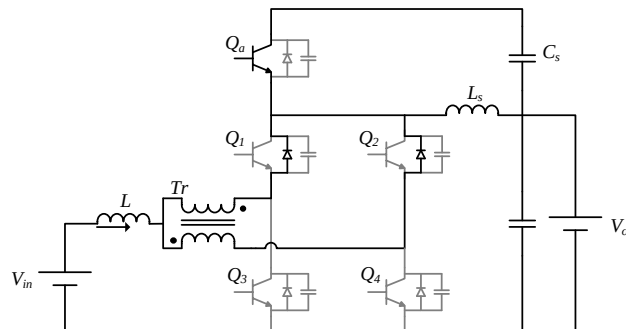


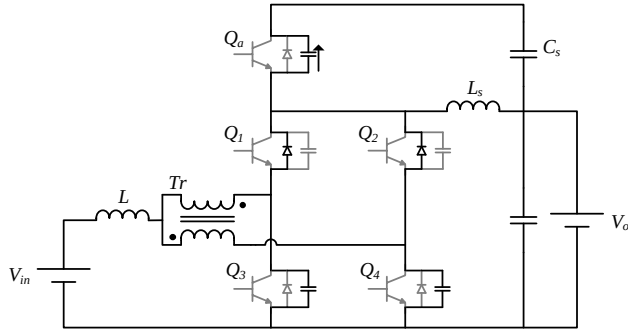
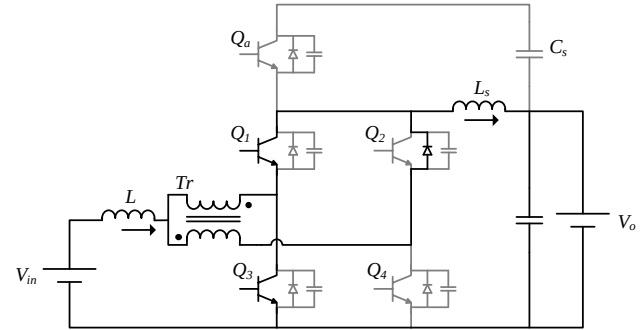
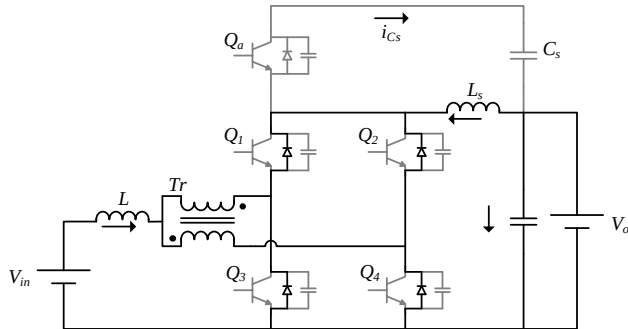
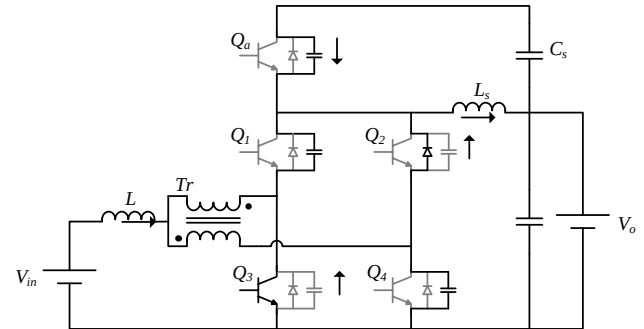
Fonte: Produção do próprio autor.

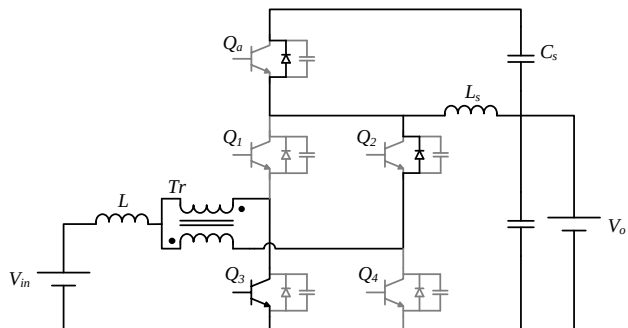
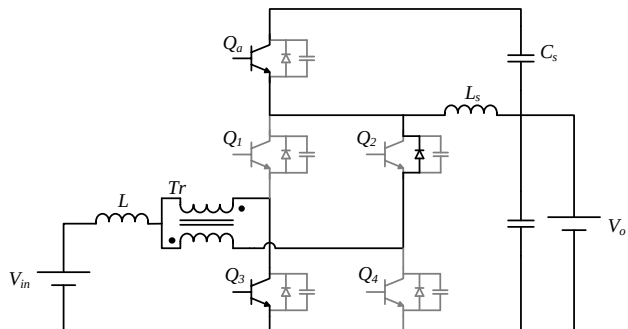
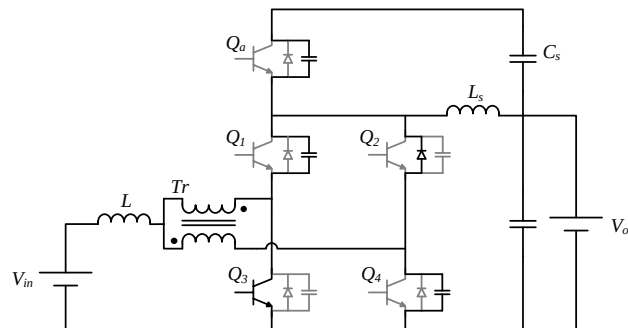
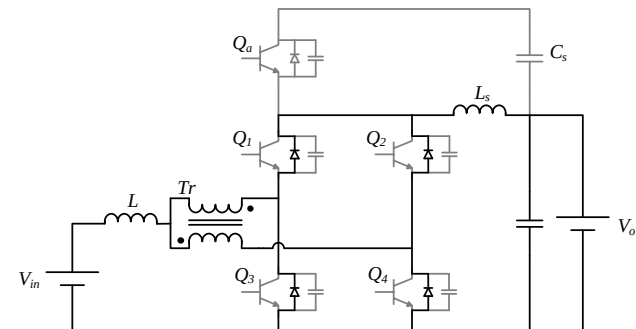
Figura 27 - Etapas de operação

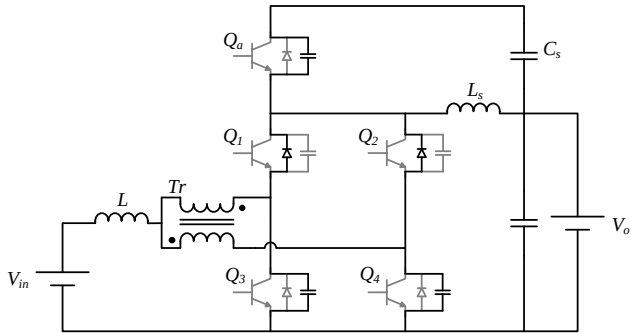
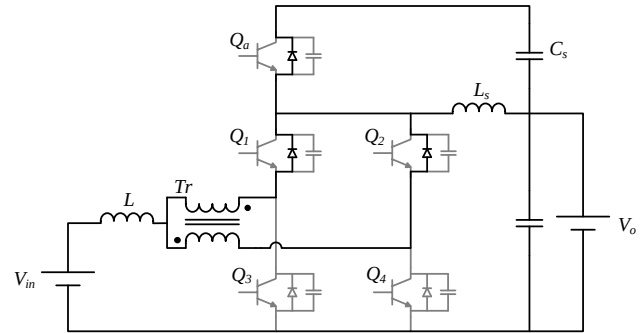


Quinta Etapa ($t_4 < t < t_5$)**Sexta Etapa ($t_5 < t < t_6$)****Sétima Etapa ($t_6 < t < t_7$)****Oitava Etapa ($t_7 < t < t_8$)**

Nona Etapa ($t_8 < t < t_9$)**Décima Etapa ($t_9 < t < t_{10}$)****Décima Primeira Etapa ($t_{10} < t < t_{11}$)****Décima Segunda Etapa ($t_{11} < t < t_{12}$)**

Décima Terceira Etapa ($t_{12} < t < t_{13}$)**Décima Quinta Etapa ($t_{14} < t < t_{15}$)****Décima Quarta Etapa ($t_{13} < t < t_{14}$)****Décima Sexta Etapa ($t_{15} < t < t_{16}$)**

Décima Sétima Etapa ($t_{16} < t < t_{17}$)**Décima Oitava Etapa ($t_{17} < t < t_{18}$)****Décima Nona Etapa ($t_{18} < t < t_{19}$)****Vigésima Etapa ($t_{19} < t < t_{20}$)**

Vigésima Primeira Etapa ($t_{20} < t < t_{21}$)**Vigésima Segunda Etapa ($t_{21} < t < t_{22}$)**

Fonte: Produção do próprio autor.

2º MODO

Para este modo de operação, de modo a simplificar o entendimento do fluxo de potência, como o barramento antes representado por V_{in} agora passa a compreender o ponto de saída de potência do conversor, terá sua nomenclatura alterada para V_o , de modo que o barramento anteriormente representado por V_o passa a ser representado por V_{in} .

Primeira Etapa ($t_0 \leq t < t_1$) – Os interruptores S_1 e S_2 encontram-se bloqueados, fazendo com que os diodos antiparalelos de S_3 e S_4 conduzam toda a corrente de carga I_o , igualmente dividida entre estes através dos enrolamentos do autotransformador. O interruptor S_a encontra-se comandado a conduzir, impondo assim sobre L_s a tensão de grampeamento V_{Cs} e fazendo com que a corrente através de L_s cresça com derivada constante. A tensão sobre os terminais de S_1 e S_2 é $V_{in} + V_{Cs}$. Ao final desta etapa, a corrente através do indutor L_s atinge seu máximo pico. A expressão que rege esta etapa é apresentada em (85).

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \quad (85)$$

Segunda Etapa ($t_1 \leq t < t_2$) – Esta etapa inicia no momento em que o interruptor S_a é comandado a bloquear, fazendo com que a tensão nos terminais do indutor L_s se inverta rapidamente, carregando o capacitor C_a de zero a $V_{in} + V_{Cs}$, enquanto descarrega os capacitores C_1 e C_2 de $V_{in} + V_{Cs}$ a zero.

Terceira etapa ($t_2 \leq t < t_3$) Esta etapa inicia no momento em que a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 atinge zero e é grampeada pela entrada em condução dos respectivos diodos. Neste momento, os interruptores S_3 e S_4 conduzem $I_o/2 + I_{Ls}/2$ cada, enquanto os diodos $D1$ e $D2$ conduzem $I_{Ls}/2$, possibilitando a entrada em condução sob tensão nula para os 4 semicondutores. Neste momento, a tensão de entrada V_{in} é aplicada aos terminais do indutor, fazendo com que a corrente decresça linearmente. Ao término desta etapa, o interruptor S_2 é comandado a conduzir. A expressão que descreve esta etapa é apresentada em (86).

$$i_{Ls}(t) = I_{pk} - \frac{V_{in}}{L_s} t \quad (86)$$

Quarta Etapa ($t_3 \leq t < t_4$) – Esta etapa inicia no momento em

que a corrente através do indutor L_S atinge zero e inverte seu sentido. A corrente através de S_4 tende a zero à medida que i_{L_S} continua a diminuir. Ao término desta etapa o indutor L_S assume toda a corrente referente ao segundo braço, equivalente a $I_o/2$, passando então a fluir através do interruptor S_4 , caracterizando um curto de braço.

Quinta Etapa ($t_4 \leq t < t_5$) – Esta etapa inicia no momento em que o interruptor S_4 é comandado a bloquear, fazendo com que a corrente através de L_S descarregue o capacitor C_a de $V_{in} + V_{CS}$ a zero enquanto carrega os capacitores C_1 e C_2 de zero a $V_{in} + V_{CS}$.

Sexta Etapa ($t_5 \leq t < t_6$) – Esta etapa inicia no momento em que a tensão sobre o capacitor C_a atinge zero e é grampeado pela entrada em condução do diodo antiparalelo do interruptor auxiliar, possibilitando a entrada em condução sob tensão nula. A tensão de grampeamento V_{CS} é aplicada sobre os terminais do indutor, fazendo com que a corrente cresça linearmente.

Sétima Etapa ($t_6 \leq t < t_7$) – Esta etapa de operação inicia no momento em que o interruptor S_2 é comandado a bloquear. Neste instante, a corrente que circula através do indutor L_S passa a fluir inteiramente pelo diodo antiparalelo do interruptor auxiliar, entregando energia ao capacitor de grampeamento. A corrente através de L_S continua a crescer com derivada constante. Ao término desta etapa, o interruptor S_a é comandado a conduzir.

Oitava Etapa ($t_7 \leq t < t_8$) – Esta etapa inicia no momento em que a corrente através do indutor L_S atinge zero e inverte seu sentido, passando então a fluir através do interruptor S_a . A entrada em condução é feita sob tensão nula, caracterizando uma entrada em condução *ZVS*. Neste momento, o interruptor S_a conduz i_{L_S} , enquanto os diodos $D1$ e $D2$ conduzem $I_o/2$ cada.

Ao término da **Oitava Etapa** repetem-se as etapas **1**, **2** e **3**, havendo alteração apenas a partir da quarta etapa.

Décima Segunda Etapa ($t_{11} \leq t < t_{12}$) – Esta etapa inicia no momento em que a corrente através do indutor L_S atinge zero e inverte seu sentido. A corrente através de S_3 tende a zero à medida que i_{L_S} continua a

diminuir. Ao término desta etapa o indutor L_S assume toda a corrente referente ao segundo braço, equivalente a $I_o/2$, passando então a fluir através do interruptor S_3 , caracterizando novamente um curto de braço.

Décima Terceira Etapa ($t_{12} \leq t < t_{13}$) - Esta etapa inicia no momento em que o interruptor S_3 é comandado a bloquear, fazendo com que a corrente através de L_S descarregue o capacitor C_a de $V_{in} + V_{Cs}$ a zero enquanto carrega os capacitores C_2 e C_3 de zero a $V_{in} + V_{Cs}$. Assim como na **Quarta Etapa**, o indutor L_S conduz $I_o/2 + I_{sc}$.

Neste momento, repete-se a **Sexta Etapa** de operação.

Décima Quinta Etapa ($t_{14} \leq t < t_{15}$) - Esta etapa de operação inicia no momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear. Neste instante, a corrente que circula através do indutor L_S passa a fluir inteiramente pelo diodo antiparalelo do interruptor auxiliar, entregando energia ao capacitor de grampeamento. A corrente através de L_S continua a crescer com derivada constante. Ao término desta etapa, o interruptor S_a é novamente comandado a conduzir.

Neste instante, repete-se a **Oitava Etapa** e tem-se o recomeço das etapas de operação, fechando um período de operação do conversor.

Analizando as etapas de operação descritas, observa-se que, apesar dos elevados picos, as correntes eficazes através de S_a e C_s são novamente bastante menores quando em comparação com os outros componentes de potência do conversor, de modo que estes compreendem então um conjunto auxiliar e com maior facilidade de dimensionamento.

Como já mencionado anteriormente e considerado para o primeiro modo de operação, os períodos de comutação são infinitamente menores do que os intervalos de condução. Desta forma, trasladando o ponto t_1 a zero e baseado na afirmação feita acima pode-se dizer então que $t_5 = t_1 = 0$, implicando então que t_6 pode ser considerado como $D_2 T_s$.

Da mesma forma como para o primeiro modo de operação, a corrente média através do capacitor C_s é zero em regime permanente, podendo ser calculada por (87), implicando em (88).

$$\langle i_{Cs} \rangle = \left[\int_{t_5}^{t_6} \left[I_{sc} - I_o - \frac{V_{Cs}}{L_s} t \right] dt + \int_{t_6}^{t_9} \left[I_{sc} - \frac{V_{Cs} D_2 T_s}{L_s} - \frac{V_{Cs}}{L_s} t \right] dt \right] \quad (87)$$

$$V_{Cs} = \frac{L_s}{T_s} \frac{4(D_2 + 1)I_{sc} - 8D_2 I_o}{(D_2^2 + 2D_2 + 1)} \quad (88)$$

Analisando a entrada em condução dos interruptores principais para este modo de operação, observa-se que a energia acumulada nos capacitores intrínsecos destes interruptores, para este modo de operação, pode ser calculada por (89). Da mesma forma, a energia armazenada no capacitor intrínseco ao interruptor auxiliar é calculada por (90).

$$E_{Ceq} = \frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} (C_1 + C_2) (V_{in} + V_{Cs})^2 \quad (89)$$

$$E_{Ceq} = \frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} C_a (V_o + V_{Cs})^2 \quad (90)$$

Sabendo que ao término da primeira etapa o indutor de *snubber* atinge o seu pico I_{pk} calculado através de tal, para que seja garantida a condição de comutação suave é necessário que a energia armazenada no indutor seja suficientemente grande para descarregar estes capacitores de $V_{in} + V_{Cs}$ a zero. Desenvolvendo a mesma análise proposta para o primeiro modo de operação, o balanceamento das expressões de energia leva a (92), expressão que apresenta o pico mínimo de corrente através do indutor para garantir a entrada em condução sob tensão nula.

$$I_{pk} = - \left(I_{sc} - \frac{V_{Cs}}{L_s} D_2 T_s \right) + \frac{V_{Cs} (1 - 2D_2) T_s}{2L_s} \quad (91)$$

$$I_{pkm} = V_{in} \sqrt{\frac{C_1 + C_2 + C_a}{L_s}} \quad (92)$$

Quando esta condição não for satisfeita, assim como par o primeiro modo de operação os interruptores ainda continuarão entrando em condução, porém apresentando dissipação de energia através de perdas

de comutação.

Analisando a saída de condução dos interruptores principais para este modo de operação, observa-se que estes ainda apresentam bloqueio dissipativo. Para este modo de operação esta condição não é reversível com a utilização da técnica proposta neste trabalho, uma vez que para efetuar a o bloqueio sob zero de corrente a corrente através do indutor de *snubber* necessitaria inverter seu sentido no momento em que o interruptor principal também conduz, inviabilizando fisicamente esta sequência de etapas.

Para que as comutações suaves ocorram de maneira correta para este modo de operação, é necessário que a corrente de curto de braço I_{sc} seja suficiente para que a corrente I_{pkm} seja atingida. Assim, combinando as expressões (88) e (91), obtém-se (93), expressão que apresenta a corrente mínima de curto circuito para que seja garantida a entrada em condução dos interruptores principais sob tensão nula (*ZVS*).

$$I_{scZVS} \geq \frac{I_{pkm}(D_2^2 + 2D_2 + 1) + 4D_2I_o}{1 - D^2} \quad (93)$$

Uma vez que o foco do trabalho se dará para o funcionamento no modo *boost*, as etapas de operação para o modo *buck* não serão representadas graficamente ou ilustradas, de modo a evitar uma sobrecarga de ilustrações no trabalho.

3.2 Análise da comutação

Analisando a comutação dos interruptores eletrônicos utilizados no conversor da mesma forma como feito no capítulo anterior, é possível observar significativas diferenças. Partindo do momento de entrada em condução, os interruptores principais assim como o interruptor auxiliar apresentam a característica de entrada em condução sob tensão nula, isto é, o produto $V \times I$ é teoricamente igual a zero, se resumindo apenas à dissipação de energia para entrada em condução dos diodos antiparalelos. Esta condição fica mais clara quando analisada graficamente, de modo a perceber que não há sobreposição de corrente e tensão no momento de entrada em condução dos interruptores.

De forma similar, as perdas de comutação provenientes da saída de condução nos interruptores principais inferiores de ambos os braços são expressivamente reduzidas, uma vez que a comutação destes é feita

sob corrente nula, caracterizando uma comutação *ZCS*. Diferentemente da entrada em condução, para o bloqueio ainda há superposição de corrente e tensão sobre o interruptor, porém simplificada ao pico de uma etapa ressonante entre componentes reativos de pequeno valor.

Desta forma, as perdas de comutação para o conversor proposto e analisado podem ser significativamente reduzidas e simplificadas às perdas apresentadas pela saída de condução do interruptor auxiliar, uma vez que a entrada em condução para todos os interruptores é assegurada como *ZVS*. Analisando graficamente a comutação neste interruptor tem-se (94), expressão que representa uma boa aproximação para as perdas de comutação neste interruptor.

$$P_{Moff} = f_{S_a} \frac{(t_{fi} + t_{rv})}{2} (V_o + V_{Cs}) (i_{pCs} + (I_{p2} - \frac{I_{in}}{2})) \quad (94)$$

3.3 Esforços no circuito auxiliar

Apesar do interesse em reduzir as perdas de comutação nos interruptores, a adição de outros componentes ao conversor obrigatoriamente implica em adição de perdas de condução. Assim, há a necessidade de análise de esforços nestes componentes adicionados, de modo que seja possível projetá-los de maneira que o circuito auxiliar não seja um ponto de dissipação de potência indesejável, comprometendo todo o funcionamento do conversor.

3.3.1 Esforços de corrente

Apesar de já apresentada a principal perda de comutação no circuito auxiliar na sessão anterior, os esforços de corrente também influenciam no rendimento do conversor.

A corrente eficaz através do capacitor C_s pode ser calculada através de (95).

$$i_{Csef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{D_1 T_s} \left[-\left(\frac{I_{in}}{2} + I_{sc} \right) + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \right]^2 dt + \int_0^{(0,5-D_1)T_s} \left[-I_{res} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t \right]^2 dt \right]} \quad (95)$$

Na condição de que a corrente média sobre o capacitor de grampeamento é zero em regime permanente, é aceitável e visível pelas formas de onda que a corrente através de S_a é simétrica em relação aos picos que apresenta. Desta forma, o tempo de condução do interruptor é assumido como metade do tempo total dos intervalos de condução do circuito auxiliar. Desta forma, a corrente média através de S_a , informação utilizada para especificar o componente, é calculada por (96), implicando em (97).

$$I_{Sam} = \frac{2}{T_s} \int_0^{0,5D_1 T_s} \frac{V_{Cs}}{L_s} t dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1) \frac{T_s}{2}} \frac{V_{Cs}}{L_s} t dt \quad (96)$$

$$I_{Sam} = \frac{V_{Cs} T_s}{L_s} (1,25D_1^2 - D_1 + 0,25) \quad (97)$$

A corrente eficaz através de S_a é calculada por (98), resultando em (99).

$$I_{Saef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{0,5D_1 T_s} \left(\frac{V_{Cs}}{L_s} t \right)^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1) \frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_{Cs}}{L_s} t \right)^2 dt} \quad (98)$$

$$I_{Saef} = \frac{T_s V_{Cs}}{2L_s} \sqrt{\frac{D_1^2}{2} - \frac{D}{4} + \frac{1}{24}} \quad (99)$$

Da mesma forma, a corrente média através do diodo D_a é calculada por (100).

$$\begin{aligned} I_{Dam} = & \frac{2}{T_s} \int_0^{0,5D_1T_s} -\left(I_{sc} + \frac{I_{in}}{2}\right) + \frac{V_{Cs}}{L_s} t dt \\ & + \frac{2}{T_s} \int_0^{(0,5-D_1)\frac{T_s}{2}} -I_{res} + \frac{V_{Cs}}{L_s} t dt \end{aligned} \quad (100)$$

A corrente eficaz através do indutor L_s é calculada por (101), implicando em (102), onde λ e φ correspondem a intervalos de condução equivalentes a D_1T_s e $(0,5 - D_1)T_s$, respectivamente, e I_{min} corresponde a $I_{in} - I_{res}$.

$$I_{Lsef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\lambda} \left(\frac{V_{Cs}}{L_s} t - I_{sc}\right)^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{\varphi} \left[\frac{V_{Cs}}{L_s} t + I_{min}\right]^2 dt} \quad (101)$$

$$I_{Lsef} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{V_{Cs}^2}{T_s L_s^2} (\varphi^3 + \lambda^3) + 2 \frac{V_{Cs}}{L_s} (\varphi^2 I_{min} - \lambda^2 I_{sc}) + \frac{2}{T_s} (\varphi I_{min}^2 + \lambda I_{sc}^2)} \quad (102)$$

Apesar do acréscimo de perdas por condução a estes componentes, analisando a comutação dos interruptores principais percebe-se expressiva redução dos intervalos de sobreposição de tensão e corrente através destes componentes, de modo que esta redução se reflete em significativa redução de perdas por comutação.

4 EXEMPLO DE PROJETO

Neste capítulo é apresentado um procedimento de projeto do conversor proposto. O projeto e montagem do conversor é feito com o intuito de analisar e obter resultados experimentais para comparação com o estudo teórico realizado. Em virtude do tempo disponível para desenvolvimento e conclusão do trabalho, o conversor será analisado apenas em um modo de operação, modo *Boost*.

4.1 Especificações de projeto

As especificações de projeto são:

$P_o = 2500 \text{ W}$	Potência de saída
$V_{in} = 150 \text{ V}$	Tensão de entrada;
$V_o = 250 \text{ V}$	Tensão de saída.

Para o projeto são adotados os seguintes parâmetros de operação:

$f_s = 20 \text{ kHz}$	Frequência de comutação;
$\eta = 95\%$	Rendimento do conversor;
$\Delta I_{in} = 10\%$	Ondulação de corrente;
$\Delta V_o = 5\%$	Ondulação de tensão de saída.

Com os parâmetros de projeto definidos, é possível dar início ao projeto dos principais componentes de potência.

Corrente de entrada

Uma vez que a corrente de entrada é função da potência de saída e do rendimento do conversor, é necessário então que esta seja calculada na condição extrema de operação do projeto, isto é, considerando as condições nominais de entrada e saída do conversor. A potência de entrada é dada por (103).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 2633,5 \text{ W} \quad (103)$$

Considerando a fonte de entrada como uma fonte ideal, sem

ondulação de tensão e com valor regulável conforme especificações de projeto, a corrente média de entrada é calculada por (104).

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 17,54 \text{ A} \quad (104)$$

A partir da corrente média de entrada é possível então calcular a ondulação de corrente de entrada, dada por (105).

$$\Delta I_{in} = 1,73 \text{ A} \quad (105)$$

Corrente de saída

A corrente média de saída é calculada por (106).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 10 \text{ A} \quad (106)$$

Razão cíclica

Baseado nas especificações de entrada e saída do conversor, a razão cíclica é dada por (107).

$$D_1 = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = 0,4 \quad (107)$$

4.2 Dimensionamento do Indutor L

A seguir o indutor de entrada L é dimensionado, de forma a serem feitas as especificações para o projeto físico do mesmo.

4.2.1 Cálculo dos esforços

O cálculo da indutância de entrada é feito a partir da expressão (10).

$$L = 451,06 \text{ } \mu\text{H} \quad (108)$$

O máximo valor da corrente no indutor é calculado pela expressão (17).

$$I_{Lp} = 19,27 \text{ A}$$

A corrente eficaz através do indutor é obtida através da expressão (16).

$$I_{Lef} = 17,7 \text{ A}$$

4.2.2 Escolha do núcleo

O produto das área é determinado pela expressão (109).

$$A_p = 10^4 \frac{LI_{Lp}I_{Lef}}{k_w J_{\max} B_{\max}} \text{ cm}^4 \quad (109)$$

Onde:

$A_p = A_e A_w$	Produto das áreas do núcleo e janela;
$k_w = 0,7$	Fator de utilização da área da janela;
$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$	Densidade de corrente;
$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Máxima densidade de fluxo magnético;
$L = 450 \text{ } \mu\text{H}$	Indutância do indutor.

Com tais valores especificados, o produto mínimo calculado das áreas é:

$$A_p = 18,5 \text{ cm}^4$$

O produto das áreas leva ao uso do núcleo EE 65/32/27.

4.2.3 Cálculo do número de espiras

O número de espiras é dado através da expressão (110).

$$N_L = \frac{LI_{Lp}}{A_e B_{\max}} 10^4 = 54,33 \text{ espiras} \quad (110)$$

Desta forma, são escolhidas 54 espiras para a confecção do indutor.

4.2.4 Cálculo do entreferro

O entreferro é utilizado na expressão (111). A constante de permeabilidade magnética do vácuo é $\mu_o = 4\pi 10^{-7}$.

$$l_g = \frac{\mu_o N_L^2 A_e}{2L} 10^{-2} = 0,207 \text{ cm} \quad (111)$$

4.2.5 Dimensionamento dos condutores

Uma vez que a corrente que circula através do indutor é contínua e com baixa ondulação, pode-se então desprezar os efeitos cumulativos de perda em decorrência do efeito pelicular.

Sabendo que a ondulação de corrente sobre o indutor é pouco expressiva, pode-se desconsiderar o efeito pelicular para cálculo dos condutores. Desta forma, através de (112) é determinada a seção do condutor para conduzir o montante desejado de corrente.

$$S_L = \frac{I_{Leff}}{J_{\max}} = 0,045 \text{ cm}^2 \quad (112)$$

O condutor escolhido foi o fio AWG 27 isolado.

Para satisfazer o valor estabelecido na expressão (112) utilizando o condutor escolhido, são associados fios em paralelo, conforme (113).

$$n_L = \frac{S_L}{S_f} = 35 \text{ fios} \quad (113)$$

4.2.6 Cálculo do fator de utilização

O fator de utilização da janela é encontrado pela expressão (114).

$$k_u = \frac{n_L N_L S_{\text{fiso}}}{A_w} = 0,305 \quad (114)$$

Como o valor calculado é menor do que 0,7, a montagem não apresentará problemas por falta de espaço.

4.2.7 Cálculo térmico

Desconsiderando em primeiro momento as perdas magnéticas no núcleo de ferrite, as perdas no cobre são calculadas pela expressão (115).

$$P_{CuL} = \frac{\rho_{Cu} l_t N_L I_{Lef}^2}{n_L S_f} = 14,2 \text{ W} \quad (115)$$

4.3 Projeto físico do transformador Tr

A seguir são realizados os cálculos dos esforços sobre o transformador e seu projeto físico.

4.3.1 Esforços de corrente

A corrente máxima através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (22), apresentada no capítulo 2 deste trabalho.

$$I_{pT1} = 9,64 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (21), apresentada no capítulo 2 deste trabalho.

$$I_{T1ef} = 8,335 \text{ A}$$

4.3.2 Projeto físico do transformador Tr

O projeto do transformador é realizado considerando que o valor da corrente de magnetização é desprezível em relação à corrente de carga. O transformador a ser projeto apresenta as seguintes características:

- A relação de transformação é unitária;
- Como a potência é igualmente dividida entre os enrolamentos, para fins de projeto o transformador processa somente 50% da potência.

O transformador em questão é projetado segundo o método de projeto para o transformador do conversor *full bridge*.

4.3.3 Escolha do núcleo

O produto das áreas é determinado pela expressão (116).

$$A_p = \frac{1}{2} \frac{P_o}{k_t k_w k_p J_{\max} \Delta B_{\max} F_s} 10^4 \text{ cm}^4 \quad (116)$$

Onde:

$A_p = A_e A_w$	Produto das áreas do núcleo e janela;
$k_t = 1$	Fator de topologia;
$k_w = 0,4$	Fator de utilização da janela;
$k_p = 0,41$	Fator de utilização do primário;
$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$	Máxima densidade de corrente;
$\Delta B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Máxima densidade de fluxo magnético.

O mínimo produto das áreas calculado é igual a:

$$A_p = 15,874 \text{ cm}^4$$

Desta forma, o núcleo selecionado para projeto deste magnético é o EE 65/32/27 da Magnetics.

4.3.4 Cálculo do número de espiras

Uma vez que a relação de transformação é unitária, o número de espiras dos dois enrolamentos é calculado através da expressão (117).

$$N_{T1} = \frac{V_o}{8 A_e B_{\max} f_s} 10^4 = 9,79 \text{ espiras} \quad (117)$$

Foram adotadas 10 espiras para cada enrolamento.

4.3.5 Dimensionamento dos condutores

A bitola do condutor é definida considerando o efeito pelicular calculado pela expressão (118).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = 0,0375 \text{ cm} \quad (118)$$

O diâmetro do condutor é definido pela expressão (119).

$$d_f = 2\Delta = 0,075 \quad (119)$$

Desta forma, o condutor selecionado para a confecção do transformador é o condutor AWG27 Isolado.

Através da expressão (120) é determinada a seção do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do transformador.

$$S_{T1} = \frac{I_{efT1}}{J_{\max}} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (120)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (121), onde S_f corresponde à área de cobre da seção transversal do condutor selecionado.

$$n_{T1} = \frac{S_{T1}}{S_f} = 20 \text{ fios} \quad (121)$$

4.3.6 Cálculo do fator de utilização da janela

$$k_w = 2 \frac{n_T N_T S_{fiso}}{A_w} = 0,064 \quad (122)$$

Como o fator de utilização calculado é menor do que o valor assumido para projeto, 0,4, a montagem não apresentará problemas por falta de espaço.

4.3.7 Cálculo de perdas

Desconsiderando em primeiro momento as perdas magnéticas no núcleo de ferrite, as perdas no cobre dos dois enrolamentos são calculadas pela expressão (123).

$$P_{CuT} = 2 \frac{\rho_{Cu} I_{efT1}^2 N_{T1}}{n_{T1} S_f} = 2,078 \text{ W} \quad (123)$$

4.4 Projeto dos interruptores principais

Nesta seção serão feitas as análises de esforços de corrente e tensão sobre os interruptores principais, bem como sua especificação.

4.4.1 Esforços de corrente e tensão

Ao mesmo tempo em que há a adição de um circuito auxiliar ao circuito principal de potência, com a alteração das formas de onda de corrente sobre os interruptores principais, as correntes médias e eficazes através destes componentes não podem mais ser obtidas por meio das expressões apresentadas nos capítulos anteriores. Com isto, analisando as formas de onda apresentadas na Figura 26, a corrente eficaz através dos interruptores principais (S_3 e S_4) pode ser calculada através da expressão (124).

$$i_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{sc}} \left(\frac{V_o}{L_s} t \right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{in}}{2} \right)^2 dt} \quad (124)$$

Da mesma forma, corrente média pode então ser calculada através de (125).

$$i_{S3med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{sc}} \left(\frac{V_o}{L_s} t \right) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{in}}{2} \right) dt \quad (125)$$

Seguindo o mesmo raciocínio, os valores de correntes médias e eficazes através dos interruptores S_1 e S_2 não podem ser mais desconsiderados, uma vez que durante o intervalo de curto circuito a corrente flui diretamente através destes interruptores, adicionando perdas por condução à estes condutores. Desta forma, as corrente eficaz e média através destes interruptores pode ser aproximada por (126) e (127).

$$i_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{sc}} \left(\frac{V_o}{L_s} t \right)^2 dt} \quad (126)$$

$$i_{S1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{sc}} \frac{V_o}{L_s} t dt \quad (127)$$

Embora haja alguma alteração nas formas de onda dos diodos dos interruptores superiores, esta alteração não é significativa de modo que altere os valores médio e eficaz das correntes que fluem através destes componentes. Desta forma, estes valores são obtidos através das

expressões (34) e (32).

Em virtude da disponibilidade de componentes no laboratório, o interruptor utilizado para os interruptores principais é o IGBT IRGP50D60PD1, descrito na tabela a seguir.

IRGP50D60PD1		
Tensão máxima de bloqueio	V_{CES}	600 V
Corrente máxima de coletor	I_C	45 A @ 100 °C
Tensão CE	V_{CEon}	1,5 V @ 15 A, 15 V V_{GE}
Corrente máxima reversa	I_F	15 A @ 100 °C
Máxima resistência CE	R_{CEon}	61 mΩ

4.4.2 Cálculo térmico

As perdas de condução nos interruptores principais são calculadas através de (128).

$$P_{Scon} = 2 \cdot \left[\left(I_{S3rms}^2 + I_{S1rms}^2 \right) R_{CEon} + \left(I_{S3méd} + I_{S1méd} \right) V_{CEon} \right] \quad (128)$$

A potência total dissipada em condução em cada um dos semicondutores principais é de 6,71 W, totalizando 13,42 W de perdas nestes componentes.

Em virtude do emprego do circuito auxiliar, as perdas de comutação para estes interruptores podem ser desprezadas, já que são asseguradas as comutações sob ZVS e ZCS na entrada e saída de condução, respectivamente.

4.5 Projeto do circuito auxiliar

Com base nas análises apresentadas no capítulo anterior, nesta seção é feito o projeto do circuito auxiliar empregado ao conversor em estudo.

Em virtude da disponibilidade de componentes no laboratório e de o projeto do componente compreender um processador interativo, o interruptor escolhido para o interruptor auxiliar é o MOSFET IPW6R041C6, da Infineon Technologies, com características descritas a seguir.

IPW6R041C6		
Tensão máxima de bloqueio	V_{DSS}	650 V
Corrente máxima de dreno	I_D	49 A @ 100 °C
Corrente máxima reversa	I_F	15 A @ 100 °C
Máxima resistência DS	R_{DSon}	41 mΩ

O capacitor de grampeamento será projetado baseado em uma ondulação inferior a 5% da tensão de grampeamento.

Conforme informações disponibilizadas pelos fabricantes, a tabela abaixo apresenta as informações referentes às capacitâncias de saída dos interruptores selecionados para projeto.

	IRGP50D60PD1	IPW6R041C6
C_{oss}	215 pF	1210 pF

Conforme as especificações de potência do conversor, a corrente mínima de pico ao término da décima primeira etapa é obtida através da expressão (82).

$$I_{p2m} = 17,54 \text{ A}$$

Da mesma forma, conforme as especificações dos semicondutores empregados no conversor é possível então determinar a corrente mínima de pico no capacitor de *snubber* ao término da Primeira Etapa através da expressão (79).

$$i_{pCsm} = 3,56 \text{ A}$$

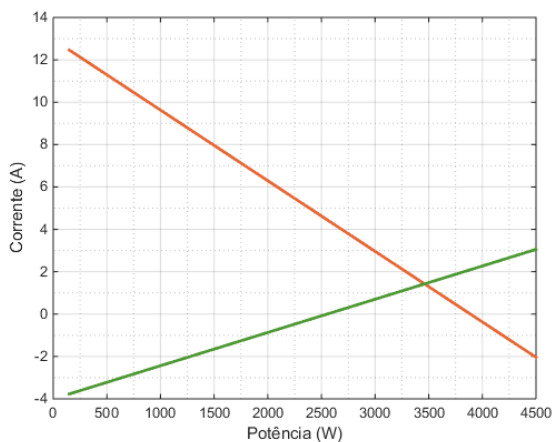
Através das expressões (83) e (84), fazendo um processo iterativo de distribuição de pontos em função da potência de saída do conversor, tem-se então a Figura 28, figura esta que representa os valores mínimos da corrente de curto circuito para que sejam satisfeitas as condições de comutação suave dos interruptores principais.

A corrente residual ao término das etapas 10 e 20 é calculada através da expressão (76), informação necessária para estimativa de perdas de comutação e cálculo da tensão de grampeamento sobre o capacitor C_s .

$$I_{res} = 3,56 \text{ A}$$

A partir dos valores apresentados na Figura 28, observa-se que para a potência de projeto deste protótipo a corrente de curto circuito mínima para comutação ZVS é igual a 19,6 A. Uma vez que este valor é suficiente para satisfazer a condição mínima de comutação ZCS , este valor é selecionado para continuidade do projeto.

Figura 28 – Correntes mínimas de curto circuito para comutações suave



Fonte: Produção própria do autor.

Utilizando a expressão (72) é possível então calcular a tensão de grampeamento sobre o capacitor de *Snubber* C_s .

$$V_{Cs} = 27,0 \text{ V}$$

4.5.1 Escolha dos capacitores de grampeamento

O valor mínimo de capacitância necessária para garantir a ondulação de tensão estipulada no projeto é calculada através da expressão (129).

$$C_s = \frac{\Delta I_{Cs}}{\Delta V_{Cs} L_s} t^2 = \frac{(I_{sc} + I_{in}) D_1 T_s - V_{Cs} D_1^2 T_s^2}{0,05 V_{Cs} L_s} = 153,0 \mu F \quad (129)$$

A corrente eficaz através do capacitor é calculada através da

expressão (95).

$$I_{Csef} = 13,0 \text{ A}$$

Desta forma, para os capacitores de grampeamento foram selecionados quatro capacitores eletrolíticos de $1500 \mu F$, 200 V , com capacidade de corrente de $3,46 \text{ A}$ a 105°C .

4.5.2 Escolha do indutor de *Snubber*

O indutor utilizado no circuito auxiliar tem como foco principal, além do armazenamento de energia reativa para auxiliar a comutação, o controle de derivadas de corrente durante intervalos específicos. Estabelecendo o momento de curto circuito como ponto crucial de controle de derivada de, e estabelecendo que a derivada máxima de corrente seja $25 \text{ A}/\mu\text{s}$ tem-se então o valor mínimo de indutância.

$$L_s = \frac{V_o}{25 \text{ A}/\mu\text{s}} = 10 \mu\text{H} \quad (130)$$

O indutor empregado no circuito auxiliar é projetado conforme as especificações descritas abaixo, de modo que essas condizem com os esforços calculados na seção anterior.

4.5.2.1 Escolha do núcleo

O produto das áreas é determinado pela expressão (109).

$$A_p = 10^4 \frac{L_s I_{pk} I_{Lsef}}{k_w J_{max} B_{max}} \text{ cm}^4 \quad (131)$$

Onde:

$$A_p = A_e A_w$$

Produto das áreas do núcleo e janela;

$$k_w = 0,7$$

Fator de utilização da área da janela;

$$J_{max} = 400 \text{ A}/\text{cm}^2$$

Densidade de corrente;

$$B_{max} = 0,3 \text{ T}$$

Máxima densidade de fluxo magnético;

$$L = 10 \mu\text{H}$$

Indutância do indutor.

Com tais valores especificados, o produto mínimo calculado das áreas é:

$$A_p = 0,679 \text{ cm}^4$$

O produto das áreas leva ao uso do núcleo 42/21/20, da Thornton.

4.5.2.2 Cálculo do número de espiras

O número de espiras é dado através da expressão (110).

$$N_L = \frac{L_S I_{pk}}{A_e B_{\max}} 10^4 = 4,55 \text{ espiras} \quad (132)$$

Desta forma, são empregadas 5 espiras.

4.5.2.3 Cálculo do entreferro

O entreferro é utilizado na expressão (111).

$$l_g = \frac{\mu_o N_{Ls}^2 A_e}{2L_S} 10^{-2} = 0,377 \text{ mm} \quad (133)$$

4.5.2.4 Dimensionamento dos condutores

Uma vez que a corrente através do indutor é alternada e apresenta grandes derivadas, para o projeto dos condutores é considerado o efeito pelicular, onde:

$$F_{sLs} = 40 \text{ kHz} \quad \text{Frequência de operação do indutor.}$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_{sLs}}} = 0,038 \quad (134)$$

Desta forma, o diâmetro do condutor não deve ultrapassar 0,075 cm. O condutor selecionado é o fio de cobre isolado 27 AWG, com seção total de cobre de 0,001021 cm².

A seção transversal total de cobre para o condutor do indutor de *snubber* é calculada através da expressão (135).

$$S_{Ls} = \frac{I_{Lsef}}{J_{\max}} = 0,044 \text{ cm}^2 \quad (135)$$

O número total de condutores, levando em consideração a área de cobre do condutor selecionado, é calculado através da expressão (136).

$$nC_{Ls} = \frac{S_{Ls}}{S_f} = 42,6 \text{ fios} \quad (136)$$

4.5.2.5 Cálculo do fator de utilização

O fator de utilização da janela é encontrado pela expressão (114).

$$k_u = \frac{n_L N_L S_{fiso}}{A_w} = 0,137 \quad (137)$$

Como o valor calculado é menor do que 0,7, a montagem não apresentará problemas por falta de espaço.

4.5.2.6 Cálculo aproximado de perdas

Desconsiderando em primeiro momento as perdas magnéticas no núcleo de ferrite, tem-se então que as perdas totais no cobre são calculadas pela expressão (138).

$$P_{CuL} = \frac{\rho_{Cu} l_{ts} N_{Ls} I_{Lsef}^2}{n_{Ls} S_f} = 0,702 \text{ W} \quad (138)$$

5 RESULTADOS PRÁTICOS

Visando analisar a operação do conversor proposto de forma numérica, o conversor foi simulado operando em condições nominais no software ORCAD PSPICE. Ainda, de acordo com projeto apresentado no capítulo anterior, um protótipo de igual potência foi implementado para testes e validação de resultados em bancada.

Em virtude de problemas encontrados em análises experimentais de bancada, o resultado apresentado limita-se a pouco mais do que 600 W de potência, cerca de 25% da capacidade nominal do conversor. Ainda, em virtude da disponibilidade de componentes em laboratório, para o indutor de entrada foi utilizado um indutor já pronto, de núcleo toroidal, porém de mesmo valor de indutância prevista em projeto.

O principal problema observado no andamento das atividades de bancada se concentrou em interferência conduzida do circuito de potência para o circuito de comando, oriunda de uma oscilação em alta frequência sobre os terminais de saída do interruptor auxiliar. A oscilação observada apresenta frequência de aproximadamente 8 MHz, correspondendo à uma oscilação de ressonância entre o indutor de *snubber*, o capacitor de saída do interruptor e outros elementos parasitas oriundos de *layout* e não levados em consideração nos resultados de simulação. Eventualmente, uma melhora de *layout* viabilizaria a tomada de resultados em potência nominal.

De acordo com as condições nas quais os resultados foram obtidos em bancada, tem-se os seguintes parâmetros:

$V_{in} = 80 \text{ V}$	Tensão de entrada;
$V_o = 133 \text{ V}$	Tensão de saída;
$P_o = 600 \text{ W}$	Potência de saída.

Da mesma forma, os intervalos de curto circuito de braço e momentos de abertura do interruptor auxiliar foram calculados com base nas condições reais de aplicação, conforme informações apresentadas acima. Assim, adequando as expressões apresentadas, tem-se as seguintes condições de operação:

$I_{sc} = 9,7 \text{ A}$	Corrente de curto circuito;
$I_{res} = 1,8 \text{ A}$	Corrente residual;
$V_{CS} = 12,9 \text{ V}$	Tensão de grampeamento;
$t_{sc} = 1,5 \text{ } \mu\text{s}$	Tempo de curto circuito de braço.

5.1 Comparativo de resultados

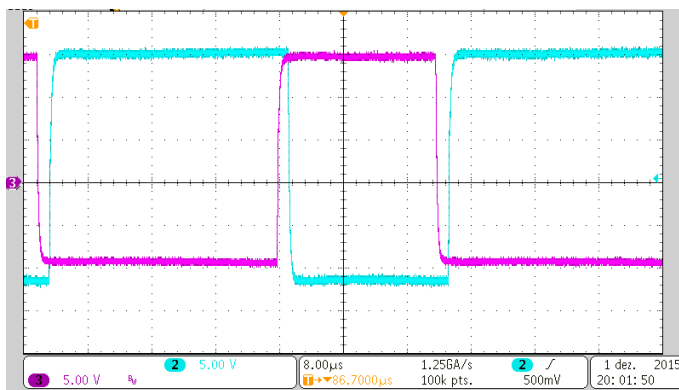
A seguir as principais formas de onda possíveis de serem obtidas são apresentadas. O protótipo montado corresponde a um protótipo com capacidade nominal para 2,5 kW de potência, conforme exemplo de projeto.

O comando de todos os interruptores utilizados é feito através de programação de um dispositivo FPGA. Uma vez que a capacidade de corrente deste dispositivo é mínima e os níveis de tensão de saída dos canais são restritos à níveis lógicos, os sinais de comando são adequados através de uma placa de comando, para então serem enviados aos *drivers*.

Para o acionamento dos interruptores principais – ambos os braços do conversor – são utilizados *drivers* duplos isolados SKHI 20 OPA, do fabricante SEMIKRON ®. Para o interruptor auxiliar é utilizado um driver simples isolado SKHI 10 OP, de mesmo fabricante.

As formas de onda do comando, já nos terminais dos interruptores de um dos braços, podem ser observadas através da Figura 29. A Figura 30 apresenta o resultado de simulação.

Figura 29 - Comando de um dos braços do conversor



Nestas imagens é possível observar claramente o acontecimento proposital de um curto de braço, de forma a levar a corrente do indutor auxiliar ao patamar desejado.

Ainda, o comando nos terminais do interruptor auxiliar pode ser observado na Figura 31. Da mesma forma, a Figura 32 traz os resultados obtidos por simulação.

Figura 30 - Comando simulado em um dos braços do conversor

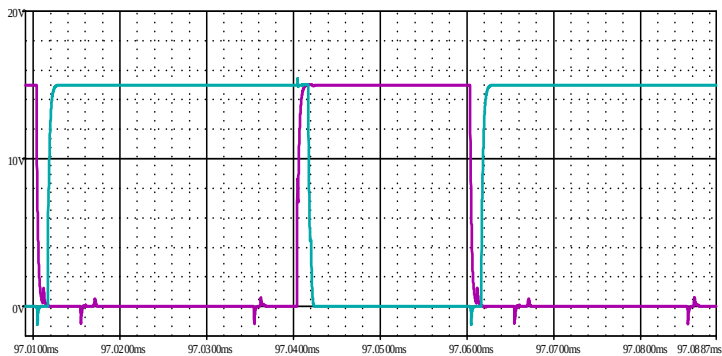


Figura 31 - Comando do interruptor auxiliar

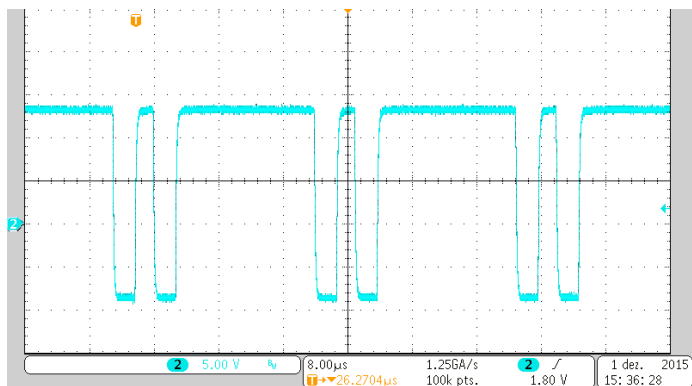
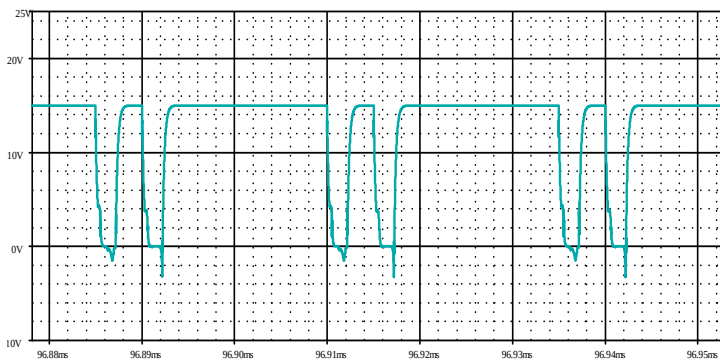


Figura 32 - Resultado simulado do comando do interruptor auxiliar



A Figura 33 apresenta o comando do interruptor auxiliar frente ao comando do interruptor principal. É possível observar que os tempos de atraso são restritos basicamente apenas ao atraso natural do interruptor, de modo a evitar um curto de braço, neste caso, indesejado.

Figura 33 - Comando dos interruptores principal e auxiliar sobrepostos

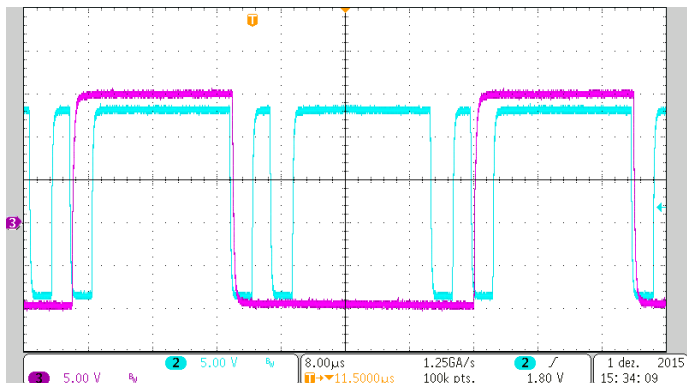
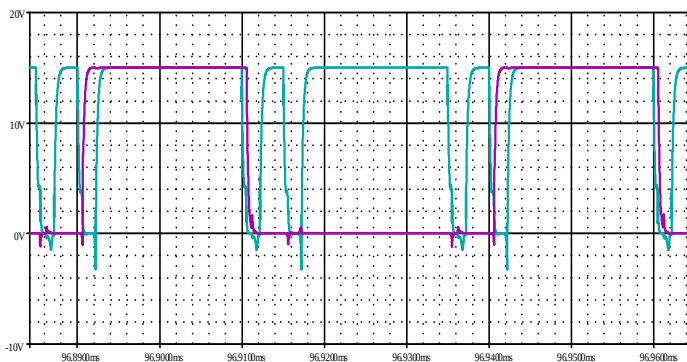
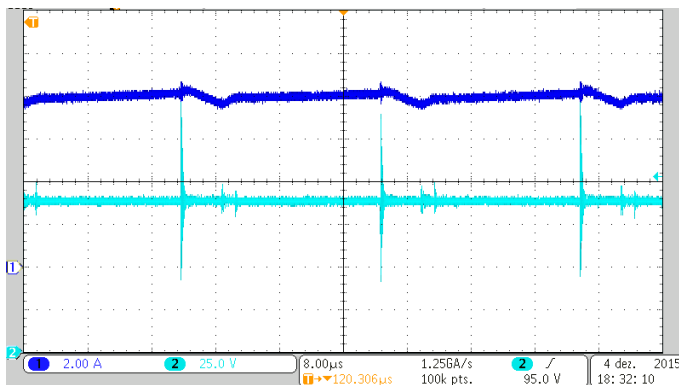


Figura 34 - Sobreposição dos comandos simulados



A corrente de entrada é apresentada na Figura 35, em azul, enquanto a tensão de entrada, presente na mesma figura, é apresentada em ciano.

Figura 35 - Corrente e tensão de entrada



Ampliando a corrente de entrada com o intuito de observar a ondulação de corrente, observa-se que, ao contrário daquilo que era previsto nas formas de onda teóricas, a corrente de entrada apresenta pequenas ondulações nos momentos de comutação dos interruptores principais do conversor. Este fenômeno é facilmente observado nos resultados de simulação através da inserção de um acoplamento magnético não unitário aos indutores magnetizantes do autotransformador, situação que satisfaz a não idealidade observada nos resultados de bancada. O resultado de simulação é apresentado na Figura 37.

Figura 36 - Corrente de entrada ampliada

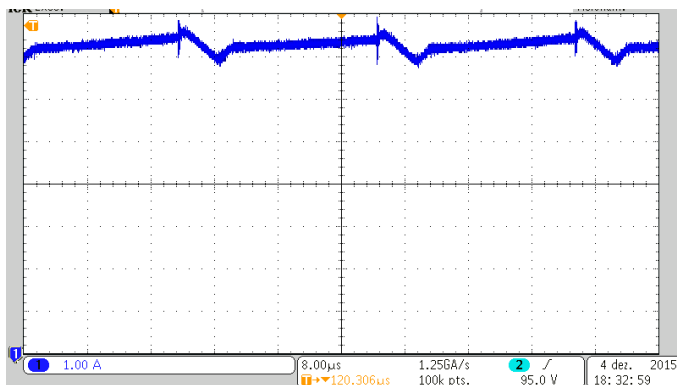
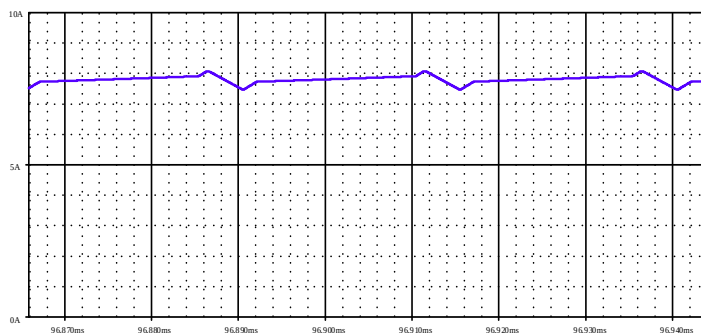


Figura 37 - Corrente de entrada simulada



A corrente através de um dos enrolamentos do autotransformador é apresentada na Figura 38, em azul, junto da tensão sobre seus enrolamentos, em ciano. Através das formas de onda da tensão sobre os enrolamentos ficam claras as etapas básicas de operação, onde é possível observar o momento em que o “curto magnético” ocorre, devido à simetria de espiras entre os enrolamentos. Os resultados de simulação são apresentados na Figura 39.

Figura 38 - Corrente e tensão através de um dos enrolamentos do autotransformador

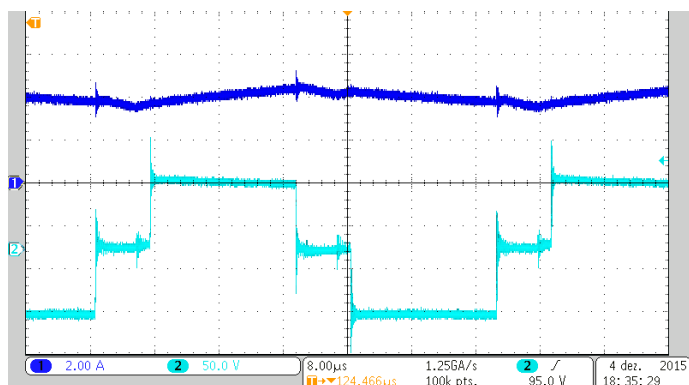
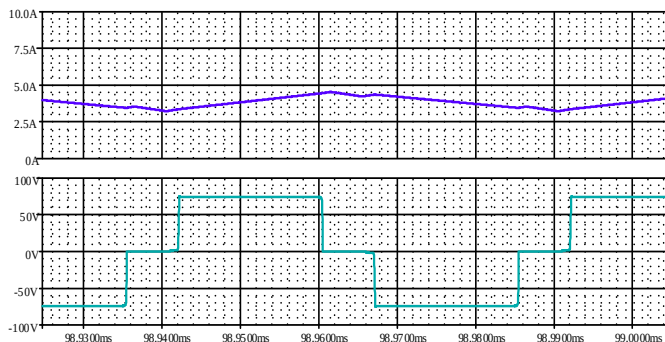
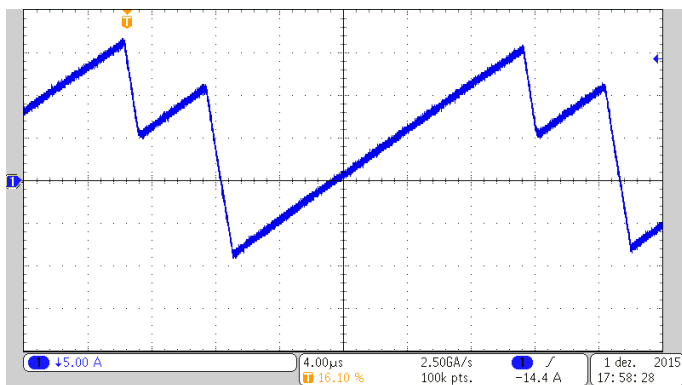


Figura 39 - Corrente e tensão simuladas através de um dos enrolamentos do autotransformador



A corrente através do indutor auxiliar é apresentada na Figura 40. Observa-se que seu comportamento é extremamente semelhante àquilo que é apresentado na Figura 41, esta segunda sendo resultado proveniente de simulação.

Figura 40 - Corrente através do indutor de *snubber*



A tensão sobre o indutor de *snubber* é apresentada na Figura 42, onde é possível observar fortemente a presença de sobretensão. Esta sobretensão acontece no exato momento em que em que o interruptor auxiliar é bloqueado. Ainda, a Figura 43 apresenta o resultado de simulação para esta mesma etapa.

Figura 41 - Corrente simulada através do indutor de *snubber*

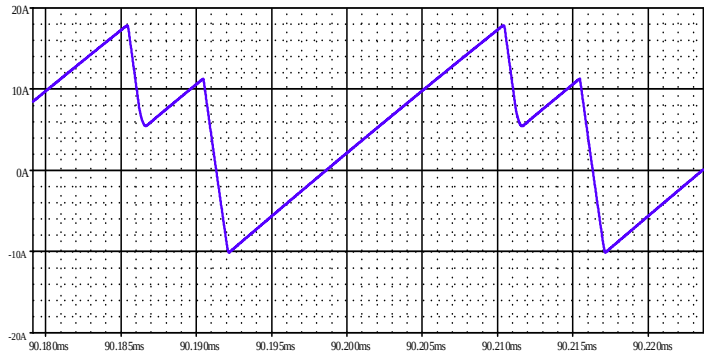


Figura 42 – Tensão sobre o indutor de *snubber*

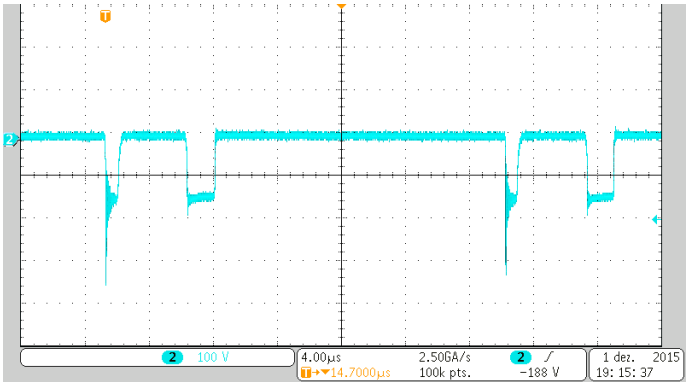
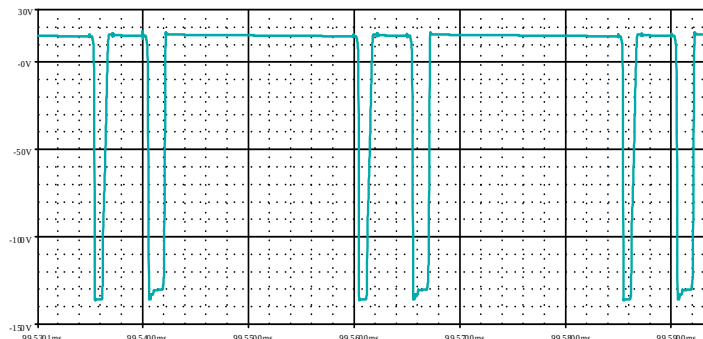


Figura 43 - Tensão simulada sobre o indutor de *snubber*



Sobrepondo a corrente através do indutor de *snubber*, em azul escuro, com a corrente de entrada, em ciano, através da Figura 44 é possível visualizar que a corrente mínima atingida nesta etapa é pouco expressiva, correspondendo apenas à transferência de energia para os capacitores intrínsecos dos interruptores. O resultado de simulação é apresentado em seguida, na Figura 45.

Figura 44 – Correntes de entrada e de snubber sobrepostas

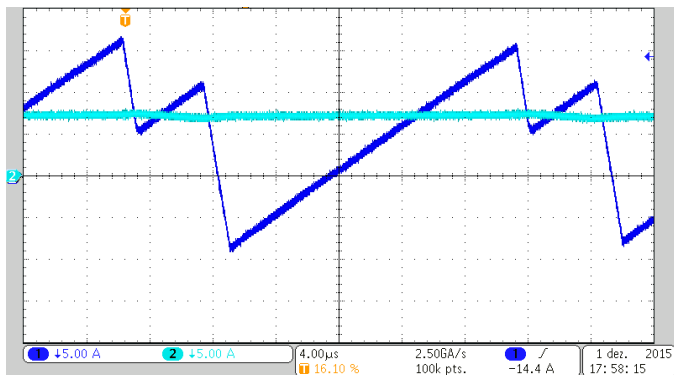
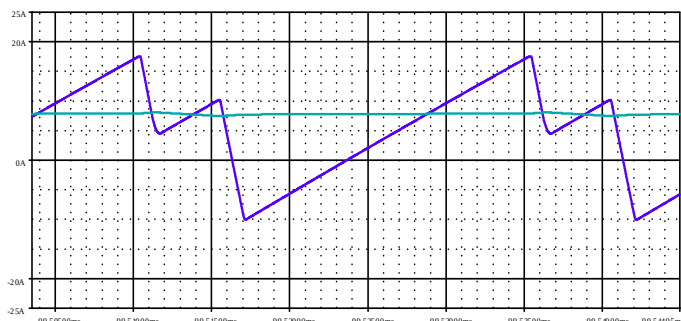


Figura 45 - Correntes de entrada e de *snubber* sobrepostas simuladas



Em virtude dos possíveis problemas oriundos da inclusão de pontos de medição de corrente – *jumpers*, as correntes através dos interruptores não foram amostradas no protótipo implementado. Desta forma, para que seja comprovado o correto funcionamento do conversor, tanto quanto suas devidas etapas de operação, estas etapas serão apresentadas apenas por resultados de simulação e discutidas com base nos resultados adquiridos.

Analisando a tensão sobre os terminais de um dos interruptores principais no modo *boost*, apresentada na Figura 46, observa-se exatamente a forma de onda que era esperada e apresentada nas formas de onda teóricas. A tensão sobre os terminais apresenta a queda a zero duas vezes enquanto o interruptor está bloqueado, situação esperada devido à entrada e saída de condução do interruptor principal do outro braço do conversor. Os resultados de simulação são apresentados na Figura 47.

Figura 46 – Tensão sobre o interruptor principal de um dos braços do conversor

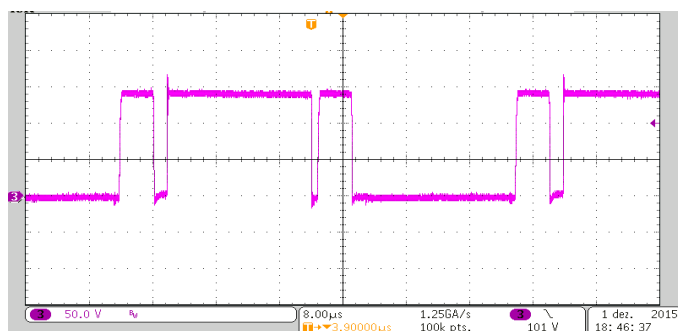
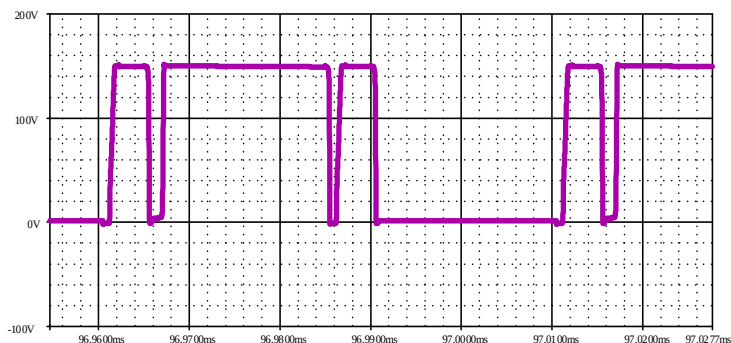


Figura 47 - Tensão simulada sobre os terminais de saída de um dos interruptor principal



Apesar de não apresentar a corrente através do interruptor, para comprovar a comutação suave no interruptor é possível fazer um comparativo com os resultados obtidos através de simulação, de modo a verificar o comportamento da comutação.

Analisando a entrada em condução do interruptor principal, é possível observar através da Figura 48 que a tensão sobre os terminais de saída do conversor, apresentada em magenta, decresce do patamar de bloqueio $V_o + V_{CS}$ a zero instantes antes de o pulso de comando, em ciano, ser imposto nos terminais de entrada do interruptor. A Figura 49 apresenta o resultado de simulação para esta condição, onde em magenta é apresentada a tensão sobre os terminais de saída e em ciano é apresentado o comando nos terminais do interruptor. Apesar da dificuldade de visualizar nos resultados experimentais o a entrada em condução ZVS , comparando os resultados de bancada com os resultados de simulação para o conversor com comutação dissipativa, através da Figura 50 fica visível a diferença de comportamento.

Figura 48 – Tensão sobre os terminais do interruptor

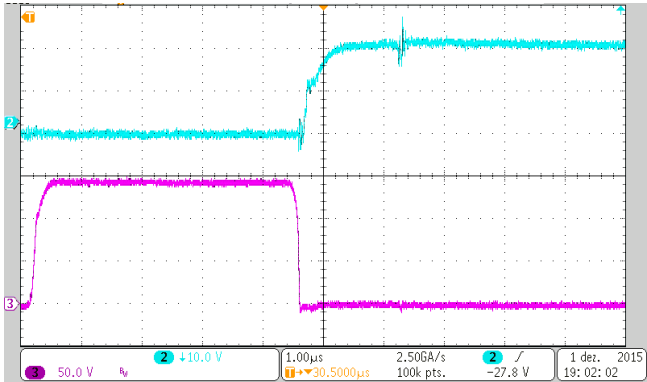


Figura 49 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor

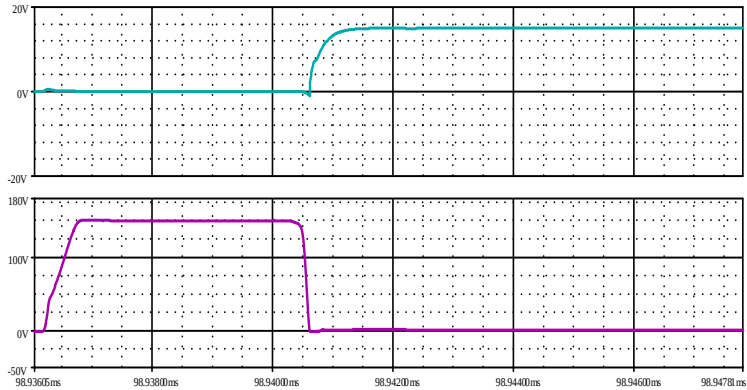
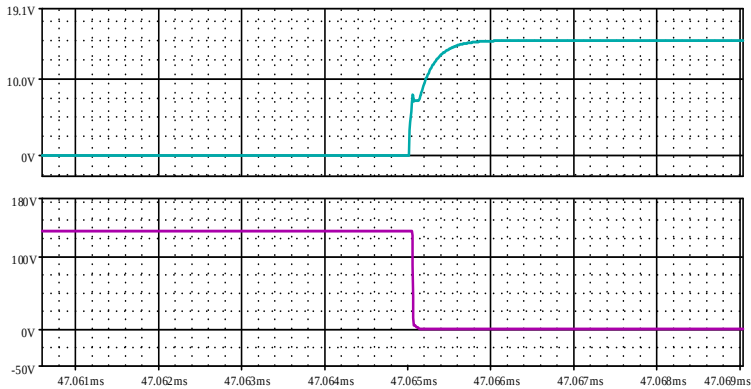
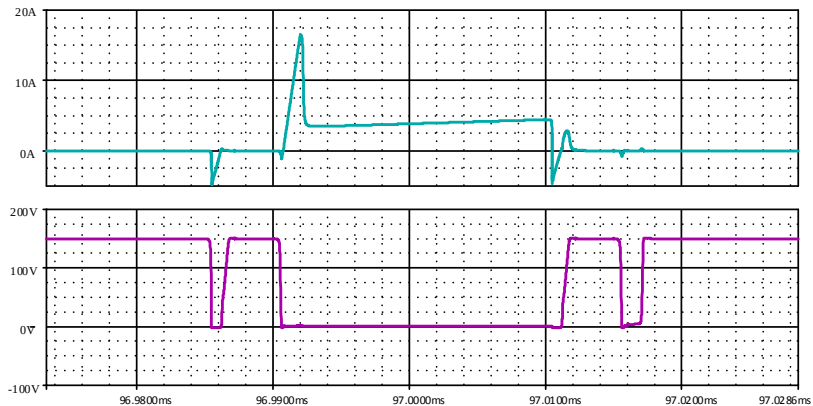


Figura 50 - Tensão simulada sobre os terminais do interruptor com comutação dissipativa



A corrente através do interruptor é apresentada junto da tensão sobre os terminais de saída na Figura 51, onde é possível observar os momentos descritos nas etapas de operação, como o momento de curto circuito de braço e a etapa ressonante referente ao bloqueio do interruptor.

Figura 51 – Corrente e tensão simulada referente ao interruptor analisado



Analisando o bloqueio do interruptor, através da Figura 52 é possível observar que, apesar de o comando de bloqueio ser imposto nos terminais do interruptor, a elevação da tensão sobre os terminais do

conversor se dá de forma cadenciada e atrasada em relação ao comando. O desenvolvimento da mesma lógica para esta etapa de operação se torna mais complicado, de modo que conforme as características de comutação do interruptor a tensão nos terminais de saída começa a subir logo após o término do Plateau de Miller. Porém, é necessário ressaltar que o comando proveniente dos drivers utilizados para os interruptores se dá de +15 a -8 V, de modo que a tensão sobre os terminais de saída somente começa a subir no momento em que a tensão nos terminais de entrada, apesar de um offset indesejado oriundo da ponteira de medição, já se encontra em um patamar negativo. Desta forma, conforme análise da comutação do semicondutor apresentada no decorrer deste trabalho, é bastante visível que o bloqueio do interruptor se dá sob ZCS. Da mesma forma como para a entrada em condução, os resultados de simulação são apresentados na Figura 52, e o comportamento de uma comutação dissipativa para o mesmo conversor é apresentado na Figura 53.

Figura 52 – Bloqueio de um dos interruptores principais do conversor

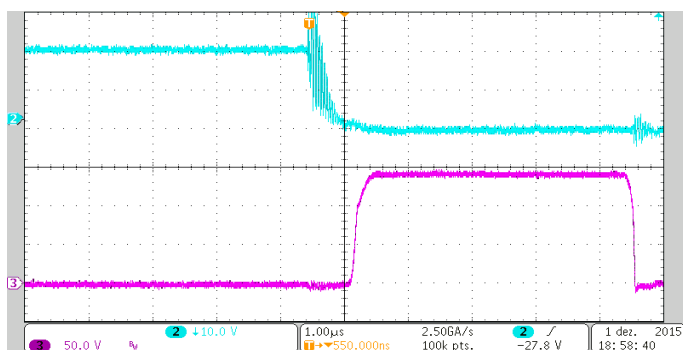
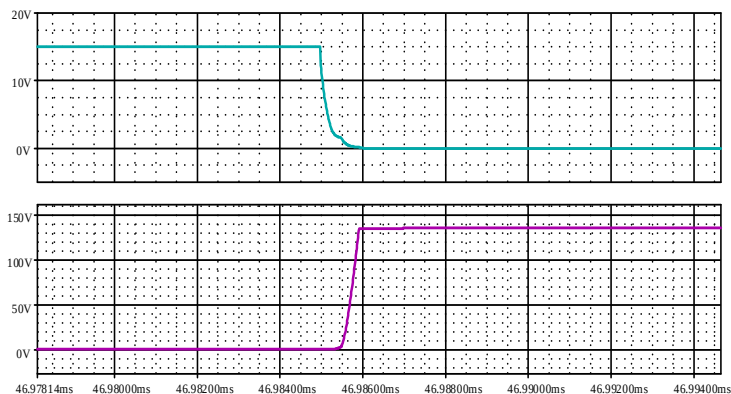


Figura 53 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor



A tensão sobre os terminais de saída do interruptor superior do mesmo braço analisado é apresentada na Figura 54, onde é possível observar a forte presença de ruído, citado no início do capítulo e também observado na tensão sobre o indutor de *snubber*. Os resultados de simulação são apresentados na Figura 55.

Figura 54 – Tensão sobre os terminais de saída do interruptor superior

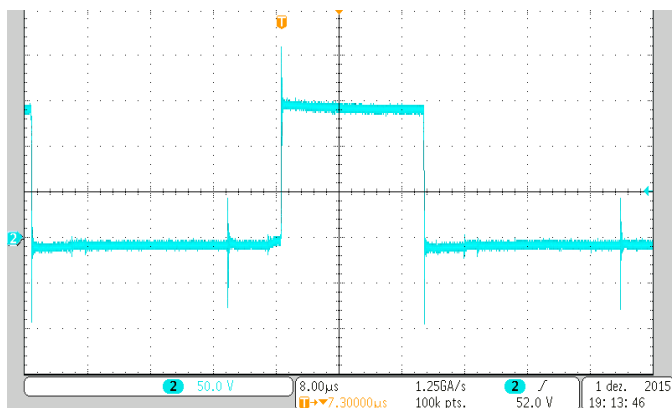
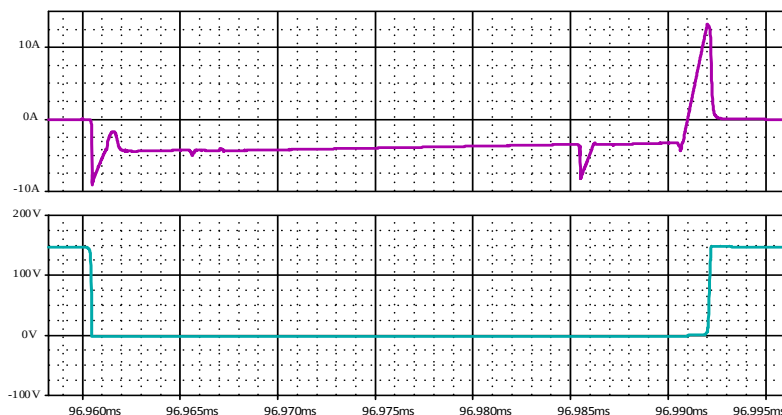


Figura 55 - Corrente e tensão simuladas através do interruptor superior



Os resultados de experimentais da tensão sobre o interruptor auxiliar são apresentados na Figura 56, sendo possível observar novamente a forte presença de sobretensão sobre os terminais do interruptor, condição não observada nos resultados de simulação, apresentados na Figura 57. Na Figura 58 é apresentado com mais clareza o momento de oscilação da tensão sobre os terminais do interruptor.

Figura 56 – Tensão sobre os terminais de saída do interruptor auxiliar

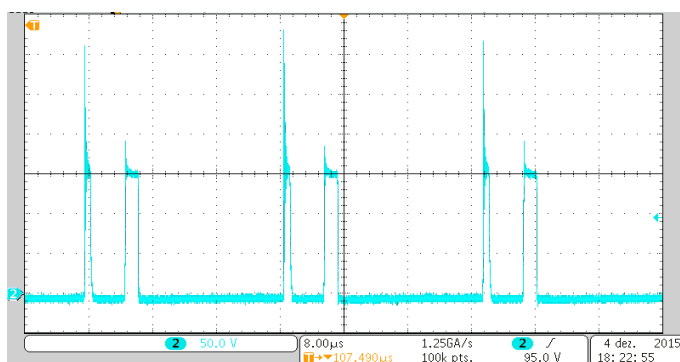


Figura 57 – Tensão simulada sobre os terminais do interruptor auxiliar

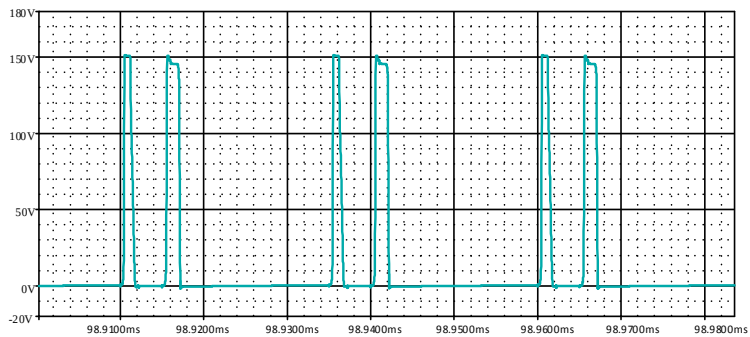
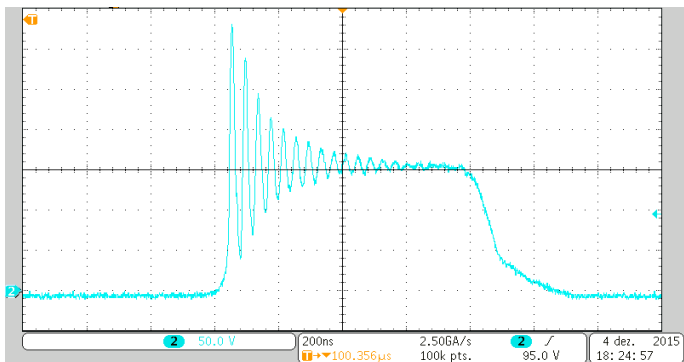


Figura 58 – Zoom sobre a tensão de bloqueio do interruptor auxiliar



6 CONCLUSÕES FINAIS

É sabido que mesmo com o avanço das tecnologias de interruptores semicondutores de potência, como o surgimento de interruptores do tipo GaN e SiC, o custo destes componentes ainda representa peso expressivo no momento de projeto e tomada de decisão do emprego de alguma destas tecnologias.

Apesar de compreender a associação de duas topologias já conhecidas, neste trabalho de conclusão de curso foi desenvolvida a análise qualitativa e quantitativa de uma nova topologia de conversor CC-CC. Junto de toda a análise da topologia, o trabalho apresentou um exemplo de projeto físico do conversor avaliado, de modo a ser possível de validar os resultados teóricos e avaliar a viabilidade da topologia.

Em virtude da complexidade das etapas de operação do conversor, diversas dificuldades de análise foram encontradas no decorrer do trabalho, levando inclusive à migração de um modo de operação – razão cíclica maior do que 0,5 – para outro. Após toda a análise desenvolvida, os resultados experimentais obtidos em bancada apresentaram desafios ainda maiores, como a assimetria de atrasos no comando em decorrência da diferença entre os drivers empregados e escassez de componentes. Entretanto, com o auxílio do projeto e acompanhamento do orientador deste trabalho, apesar de os resultados experimentais obtidos com o protótipo implementado em laboratório serem pouco expressivos frente aquilo previsto em projeto, conseguiu-se validar o funcionamento do conversor no modo de operação proposto tanto por método numérico de simulação quanto por resultados experimentais. Conforme já mencionado anteriormente, uma eventual melhora no projeto dos componentes e melhoria no layout, tanto da placa de potência quanto da placa de comando, viabilizaria a retirada de resultados na potência nominal proposta inicialmente, sendo esta atividade compromisso assumido entre o presente orientado e seu orientador, junto da estimação do rendimento do conversor. Por fim, com a análise desenvolvida sobre o conversor proposto, viu-se que a implementação de um sistema de comutação suave para os interruptores principais viabiliza a utilização de tecnologias já consolidadas e mais acessíveis.

Para trabalhos futuros, deixa-se em aberto a validação do funcionamento do conversor para o segundo modo de operação, operando como modo *buck*, bem como o desenvolvimento de um sistema de controle para operar o conversor em ambos os modos de operação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BALESTRO, J. P. R. **CONVERSOR BUCK UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**. Ilha Solteira, SP, Brasil. 2006.

BARBI, I.; DUARTE, C. M. C. A FAMILY OF ZVS-PWM ACTIVE-CLAMPING DC-TO-DC CONVERTERS. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, 44, Agosto 1997. 698-704.

BARROZO, F. E. O. **CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**. Fortaleza, CE, Brasil. 2010.

BASCOPE, G. V. T. **NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES CC-CC PWM NÃO ISOLADOS UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**. Florianópolis, SC, Brasil. 2001.

FERREIRA, D. L. **CONVERSOR PUSH – PULL MODIFICADO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**. Fortaleza, CE, Brasil. 2010.

LANDSMAN, E. E. **Unifying derivation of switching dc-dc converter topologies**. IEEE Power Electronics Specialists Conference. San Diego, CA, USA: IEEE. 1979.

MARQUES, D. et al. **CONVERSOR BIDIRECIONAL CC-CC DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS AUTÔNOMOS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**. Congresso Brasileiro de Automática. Campina Grande, PB, Brasil: SBCA. 2012. p. 1886-1892.

MEYER, R. **CONVERSOR CC-CC MULTIFÁSICO BIDIRECIONAL EM CORRENTE NÃO ISOLADO APLICADO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE TRAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS LEVES**. Blumenau, SC, Brasil. 2014.

MEZARоба, M. **INVERSOR COM COMUTAÇÃO SUAVE E GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO A TÉCNICA DE UTILIZAÇÃO DA ENERGIA DE RECUPERAÇÃO DOS DIODOS**. Florianópolis, SC, Brasil. 2001.

MEZARоба, M. **CONVERSOR CC-CC ELEVADOR/ABAIXADOR ZVZCS COM GRAMPEAMENTO ATIVO**. *Eletrônica de Potência*, 17, Maio 2012. 503-512.

PIETKIEWICZ, A.; TOLLIK, D. **SYSTEMATIC DERIVATION OF TWO-STATE SWITCHING DC-DC CONVERTER STRUCTURE**. Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC '84. International. Orlando, LA, USA:

IEEE. 1984. p. 473-477.

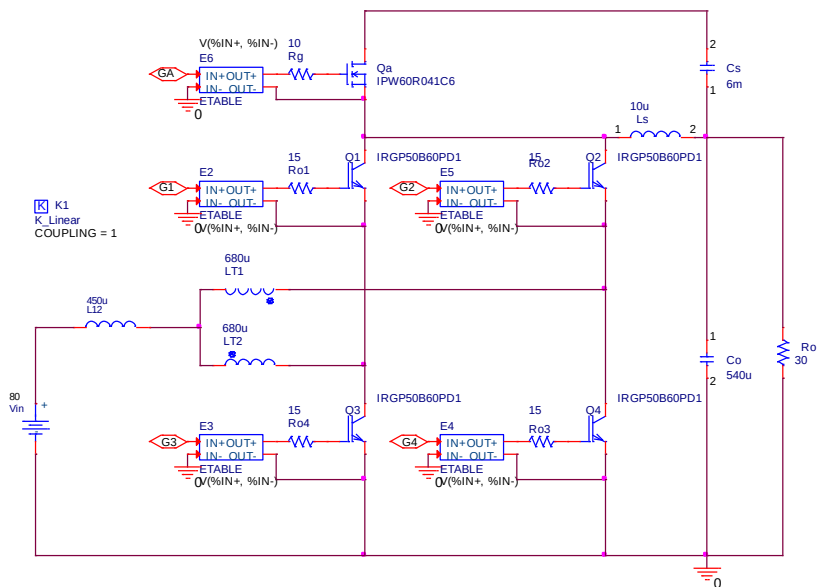
SANTELO, T. N. **CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS APLICADA AO PRÉ-REGULADOR BOOST DE ESTÁGIO ÚNICO E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**. Ilha Solteira, SP, Brasil. 2006.

STEIN, C. M. O. et al. ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A NEW ZCZVT COMMUTATION CELL FOR PWM DC-AC CONVERTERS, Santa Maria, RS, BR, 2001. 845-850.

UNDELAND, T. M. **SWITCHING STRESS REDUCTION IN POWER TRANSISTOR CONVERTERS**. IEEE Industry Applications Society. [S.l.]: IEEE. 1976. p. 383-391.

WHITE, J. L. **TWO-INDUCTOR BOOST AND BUCK CONVERTERS**. Power Electronics Specialists Conference Records. Los Angeles, CA, USA: IEEE. 1989. p. 387-392.

ANEXO A – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR SIMULADO



ANEXO B – FOTO DO CONVERSOR IMPLEMENTADO

