

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA - CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

CONVERTOR BUCK UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

JUAN PAULO ROBLES BALESTERO

Orientador:

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

Co-orientador

Dr Grover Victor Torrico Bascopé

Dissertação submetida à Universidade Estadual Paulista como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ILHA SOLTEIRA, JULHO DE 2006.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: CONVERSOR BUCK UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

AUTOR: JUAN PAULO ROBLES BALESTERO

ORIENTADOR: Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. JOÃO ONOFRE PEREIRA PINTO

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Data da realização: 07 de julho de 2006.

Presidente da Comissão Examinadora
Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Ao meu pai, Paulo, à minha mãe Maria e a minha irmã Rosemeire, que com seu carinho, suporte e respeito tomaram possível que eu seja o que sou hoje.
Dedico lhes com todo amor.

À Fernanda, por me dar tantas alegrias e incentivos, e que com seu carinho e afeto,
propicia os melhores momentos que eu possa querer.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por estar sempre ao meu lado, nos momentos de desânimo e de realizações.

Agradeço especialmente ao meu orientador, professor Falcondes, que com sua modéstia e conhecimento, me conduziu com competência, dedicação e respeito tornando a realização deste trabalho, bem mais qualificada e prazerosa.

Ao professor Fabio Toshiaki, que amigavelmente durante todo período, teve sua colaboração fundamental, tanto na elaboração e implementação laboratorial do projeto, quanto na composição deste documento.

Ao meu co-orientador Grover que colaborou com suas informações decisivas desde o início à finalização deste trabalho.

Ao professor Canesin que solidariamente abriu espaço no Lep, permitindo o uso do laboratório para implementação de meu projeto.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, Deoclécio e Beto, pelo suporte técnico computacional prestado. Aos funcionários do Laboratório de Engenharia Elétrica, Adílson, Aderson e Chaves, pela disposição e pelo auxílio prestado durante a implementação do projeto.

Aos companheiros do Laboratório Thiago, Vinícius, Jurandir e Flávio que amigavelmente contribuíram nessa jornada. Este período aqui se finda, mas a amizade perdura.

Aos familiares e amigos que, mesmo a distância, contribuíram para a realização deste trabalho.

SUMÁRIO

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO	ii
AGRADECIMENTOS	v
SIMBOLOGIA	iv
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii

1 CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL	14
1.1 – Célula do Conversor e Geração de Topologias	15
1.2 – Célula de Comutação de Dois Estados	16
1.3 – Métodos para Elevar a Eficiência dos Conversores	18
1.4 – Célula de Comutação de Três Estados	19

2 CAPÍTULO II

CONVERSOR BUCK OBTIDO ATRAVÉS DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS “B”	27
2.1 - Introdução	27
2.2 – Estrutura do Conversor Buck com a Célula B	27
2.3 - Operação com Razão Cíclica Menor que 0,5 ($0 < D < 0,5$)	28
2.4 - Operação com Razão Cíclica Maior que 0,5 ($0,5 < D < 1$)	41
2.5 – Ganho Estático e Característica de Saída Total	53
2.6 - CONCLUSÕES	55

3 CAPÍTULO III

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK UTILIZANDO A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS - OPERAÇÃO COM $D < 0,5$ _____ 56

3.1 - Introdução _____ 56

3.2 - Análises de Esforços do Conversor no Modo de Condução Contínua _____ 56

3.3 - Procedimento e Exemplo de Projeto para o Modo de Condução Contínua _____ 61

3.4 - Resultados de simulação _____ 72

3.5 - Resultados Experimentais _____ 73

3.6 - CONCLUSÕES _____ 81

4 CAPÍTULO IV

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK UTILIZANDO A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS - OPERAÇÃO COM $D > 0,5$ _____ 82

4.1 - Introdução _____ 82

4.2 - Análises de Esforços do Conversor no Modo de Condução Contínua _____ 82

4.3 - Procedimento e Exemplo de Projeto para o Modo de Condução Contínua _____ 87

4.4 - Resultados de Simulação _____ 98

4.5 - Resultados Experimentais _____ 99

4.6 - CONCLUSÕES _____ 106

5 CONCLUSÕES FINAIS _____ 108

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS _____ 111

ANEXO A

OBTENÇÃO DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS A PARTIR DOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS _____ 112

A1 – Introdução _____ 112

A2 - Obtenção da Célula “A” e as Três Topologias Básicas _____ 112

A3 - Obtenção da Célula “B” e as Três Topologias Básicas _____ 114

A4 - Obtenção da Célula “C” e as Três Topologias Básicas _____ 116

A5 - Obtenção da Célula “D” e as Três Topologias Básicas _____ 118

A6 - Obtenção da Célula “E” e as Três Topologias Básicas _____ 120

SÍMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
Ae	Área efetiva de seção transversal da perna central do núcleo	cm ²
Ap	Produto das áreas Ae e Aw	cm ⁴
Aw	Área da janela do núcleo	cm ²
B	Densidade de fluxo magnético	T
B _{max}	Máxima excursão de densidade de fluxo magnético	T
D	Razão cíclica	
D _{crít}	Razão cíclica no modo de condução crítico	
dX/dt	Derivada da grandeza genérica X no tempo	
f _L	Frequência do ripple de tensão de saída	Hz
f _s	Frequência de chaveamento	Hz
f _T	Frequência de operação do transformador	Hz
G _v	Ganho estático de tensão	
G _{vcrit}	Ganho estático de tensão no modo de condução crítico	
I ₁	Corrente de entrada	A
I _{Co}	Corrente no capacitor	A
I _{D1} , I _{D2}	Corrente nos diodos	A
I _{efCo}	Corrente eficaz no capacitor de saída	A
I _{efL}	Corrente eficaz no indutor	A
I _{efS1}	Corrente eficaz no interruptor S1	A
I _{efT1}	Corrente eficaz no enrolamento T1 do transformador	A
I _f	corrente de condução direta no diodo	A
I _L	Corrente no indutor de saída L	A
I _M , I _m	Valores máximo e mínimo da corrente no Indutor L	A
I _{mD1}	Corrente média no diodo D1	A
I _{mS1}	Corrente média no interruptor S1	A
I _o	Corrente na carga	A
I _{pD1}	Corrente de pico no diodo D1	A
I _{pL}	Corrente de pico no indutor	A
I _{pS1}	Corrente de pico no interruptor S1	A
I _{pT1}	Corrente de pico no enrolamento T1 do transformador	A
I _{S1} , I _{S2}	Corrente nos interruptores	A
I _{T1} , I _{T2}	Corrente nos enrolamentos do tranformador	A
I _{vo}	Corrente de saída	A
J _{MAX}	Máxima densidade de corrente	A/cm ²
k _e	coeficiente de perdas por correntes parasitas	
k _H	Coeficiente de perdas por histerese	
k _p	Fator de utilização do primário	
k _t	Fator de topologia	
k _u	Fator de utilização da janela	

k_w	Fator de utilização	
$L_{crít}$	Indutância crítica	H
lg	Entreferro	cm
n_L	Número de fios	Fios
N_L	Número de espiras do indutor	Espiras
N_{T1}	Número de espiras do enrolamento T1 do transformador	Espiras
P_C	Perdas em condução no interruptor	W
P_{com}	Perdas em comutação do interruptor	W
P_{CUL}	Perdas no cobre	W
P_D	Perdas em condução do diodo	W
P_i	Potência de entrada	W
P_{mag}	Perdas magnéticas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{tot}	Perdas totais no interruptor	W
P_{totais}	Perdas totais no conversor	W
R_{DSon}	resistência drain-source	Ω
R_{th}	Resistência térmica	$^{\circ}C/W$
s	Seção transversal do condutor	cm^2
t	tempo	s
T	Período	s
t_x	Tempo de descarregamento do indutor	s
V1, V2 e V3	Fontes de alimentação	V
V1, Vi	Tensão de entrada	V
V_{D1}, V_{D2}	Tensão sobre os diodos	V
V_e	Volume do núcleo	V
V_f	Queda de tensão em condução no diodo	V
V_{gs1}, V_{gs1}	Tensão nos Gates dos MOSFETs	V
V_L	Tensão sobre o indutor	V
V_R	Máxima tensão reversa no diodo	V
V_{S1}, V_{S2}	Tensão sobre os interruptores	V
V_{T1}	Tensão sobre o enrolamento T1 do transformador	V
Δ	Profundidade de penetração	cm
ΔXX	Variação ou ondulação da grandeza XX	
β	Ondulação de corrente parametrizada	
γ	Corrente de carga parametrizada	
η	Rendimento	
μ_o	Permeabilidade do ar	
π	3,141592654	
ρ	Resistividade do cobre	$\Omega.cm$

Símbolos utilizados nos diagramas de circuitos:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
N	Número de espiras
R	Resistor
S	Interruptor controlado
T	Transformador
V	Fonte de tensão

Acrônimos e Abreviaturas:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CFP	Correção ativa do Ftor de Potência
CI	Circuito Integrado
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
Lep	Laboratório de Eletrônica de Potência da UNESP - Campus de Ilha Solteira
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCT	Mos-Controlled Thyristor
MNC	conversore multinível em corrente
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PWM	Pulse With Modulation
ZVS	Comutação Sob Tensão Nula (Zero Voltage Switching)
ZVT	Transição por tensão nula (Zero Voltage Transition)

Símbolos de unidades de grandezas físicas:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
Ω	ohm
A	ampére
F	farad
H	henry
Hz	hertz
T	tesla
s	segundo
V	volt
W	watt

**Resumo da dissertação apresentada à UNESP/FEIS como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.**

CONVERSOR BUCK UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

Juan Paulo Robles Balestero

julho de 2006

Orientador: Prof. Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. Eng.

Co-orientador: Grover V. Torrico Bascopé, Dr. Eng.

Palavras-chave: Conversor abaixador, conversor *buck*, célula de comutação de três estados, conversor CC-CC.

Número de páginas: 124

Este trabalho apresenta um novo conversor PWM CC-CC *buck* não isolado. O conversor é gerado a partir de uma célula de comutação de três estados, composta basicamente por dois interruptores ativos, dois passivos e dois indutores acoplados.

Neste conversor apenas metade da potência da carga é processada pelos interruptores ativos, reduzindo assim a corrente de pico sobre estes à metade do valor da corrente de pico de saída, tornando-o importante para aplicações em potências mais elevadas.

O volume dos elementos reativos (indutores e capacitores) é reduzido, pois, pela característica do conversor, a frequência da ondulação da corrente e da tensão de saída é o dobro da frequência de operação dos interruptores. Para uma menor frequência de operação, diminuem-se as perdas na comutação. Devido à topologia do conversor, as perdas totais são distribuídas entre todos semicondutores, facilitando a dissipação de calor. Outra vantagem é possuir uma menor faixa de operação na região de descontinuidade em comparação com o conversor buck clássico, ou seja, a faixa de operação no modo de condução contínua é ampliada.

É detalhada a abordagem através de análises qualitativa e quantitativa do emprego da célula de comutação de três estados no conversor *buck*, operando em toda faixa de variação da razão cíclica ($0 \leq D \leq 1$). Além de toda a análise matemática e desenvolvimento através de simulação digital, um protótipo de 1kW foi implementado e testado em laboratório. Os principais resultados experimentais estão apresentados e discutidos neste trabalho.

Abstract of Dissertation presented to UNESP/FEIS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

BUCK CONVERTER WITH THREE-STATE SWITCHING CELL

Juan Paulo Robles Balestero

July/2006

Advisor: Prof, Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. Ing.

Co-advisor: Grover V. Torrico Bascopé, Dr. Ing

Keywords: Buck Converter, PWM, Three-state switching cell, dc-to-dc converter

Number of pages: 124

This work presents a new PWM DC-to-DC non-isolated buck converter. The converter is generated using the three-state switching cell, comprised of two active switches, two diodes and two coupled inductors.

In this converter only part of the load energy is processed by the active switches, reducing the peak current in these switches to half of the value to the peak of the load current. This feature permits to operate this topology in larger power levels.

The volume of the power reactive elements (inductors and capacitors) is also decreased since the ripple frequency on the output is twice the switching frequency. For a lower operating frequency, the switching losses are decreased. Due to the topology of the converter, the total losses are distributed among all semiconductors, facilitating the dissipation of heat. Another advantage of this converter is the smaller region to operate in discontinuous conduction mode when compared to conventional buck converter or, in other words, the operation range in continuous conduction mode is enlarged.

The theoretical approach is detailed through qualitative and quantitative analyses of the employment of the three states switching cell in the buck converter, operating in the entire every variation range of the duty cycle ($0 < D < 1$). Besides the mathematical analysis and development through digital simulation, a prototype of 1kW was implemented and tested at laboratory. The main experimental results are introduced and discussed in this work.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores modulados por largura de pulso (PWM) são amplamente utilizados na conversão de energia em sistemas de corrente contínua. A aplicação de conversores CC-CC tem sido difundida na utilização de fontes de alimentação para uma diversidade de sistemas eletrônicos. Os conversores PWM com comutação dissipativa, mesmo com o surgimento dos MOSFET's de potência, geralmente apresentam uma baixa densidade de potência, devido ao fato de que os filtros indutivos e capacitivos são ainda volumosos.

A necessidade por melhorar a eficiência, reduzir peso, volume, custos, aumentar a densidade de potência e reduzir perdas na condução e no bloqueio do semicondutor, despertam o interesse de encontrar novas topologias que gerem novos circuitos e família de conversores CC-CC. Dentro deste contexto, torna-se importante o estudo das propriedades fundamentais das topologias do tipo PWM, principalmente, devido à simplicidade de implementação e controle.

Na procura de novas configurações topológicas, existem diversas técnicas de geração de conversores, entre elas podemos citar: aplicação de células de comutação PWM; cascadeamento série de conversores; paralelismo de conversores e princípios de dualidade e de inversão bilateral de conversores. [1]

A estrutura básica do conversor CC-CC PWM não isolado, aplicando a definição de célula de comutação genérica [2],[3], é mostrada na Fig. 1.1. Desta maneira, define-se o conversor CC-CC como um sistema de processamento de energia constituído em três partes fundamentais:

- Fonte tensão de entrada V_i ;
- Célula de comutação;

- Fonte de tensão de saída V_o (constituída pelo capacitor do filtro de saída em paralelo com a carga).

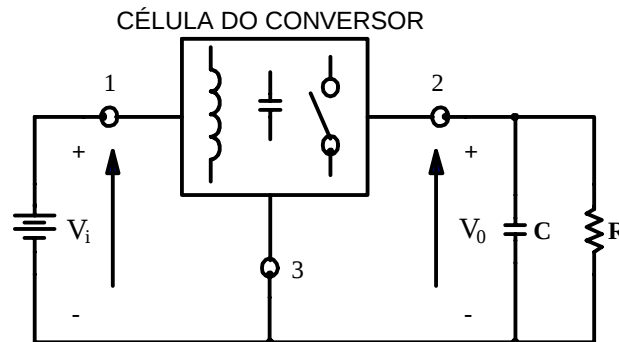


Fig. 1.1- Estrutura geral de um conversor CC-CC básico não isolado.

1.1 – CÉLULA DO CONVERSOR E GERAÇÃO DE TOPOLOGIAS

O processamento de potência elétrica usando dispositivos eletrônicos em geral é definido por uma porta de entrada de potência P_i , um elemento de controle e uma porta de saída de potência P_o . O elemento principal num sistema de transferência de energia é o conversor, como é mostrado no esquema da Fig. 1.2.

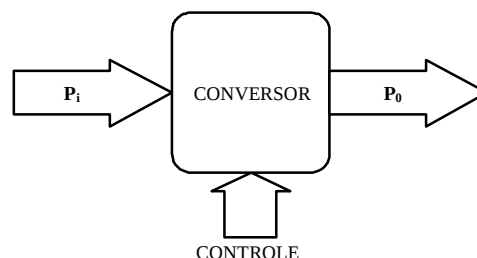


Fig. 1.2 - Sistema de processamento de potência elétrica.

A célula de comutação do conversor apresenta três terminais aos quais podem ser conectadas três fontes de alimentação como é ilustrado na Fig. 1.3. Esta técnica é utilizada para gerar as topologias básicas dos conversores CC-CC não isolados, respeitando a estrutura fundamental mostrada na Fig. 1.2. São obtidas três topologias básicas de conversores CC-CC PWM não isolados do tipo *buck* (abaixador), *boost* (elevador) e *buck-boost* (abaixador-elevador). Em resumo, o critério para gerar os três conversores está definido e mostrado no esquema Fig. 1.3. [4]

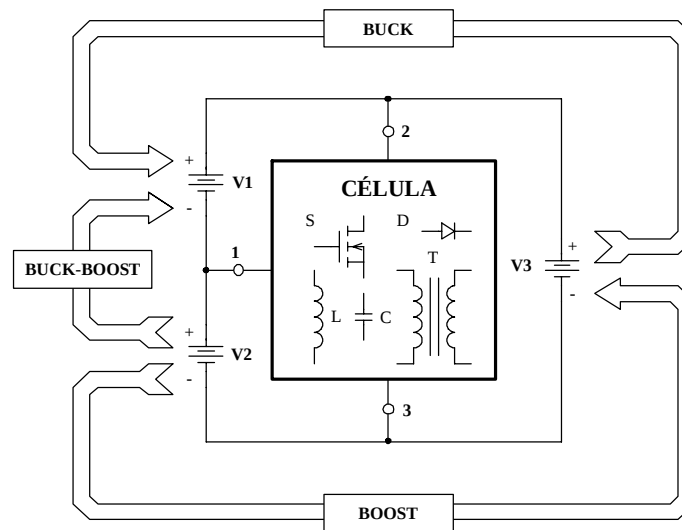


Fig. 1.3 - Critério para geração de topologias de conversores CC-CC não isolados.

As setas mostram os caminhos de transferência de potência de uma fonte para a outra. Neste caso utilizando o conversor *Buck*, V3 seria a fonte de alimentação e V1 a carga. Com o conversor *Boost*, V2 representa a fonte de alimentação, e V3 a carga. Utilizando o conversor *Buck-Boost* V2 representa a fonte de tensão enquanto V1, a carga.

1.2 – CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE DOIS ESTADOS

Com o objetivo de realizar uma sintetização e classificação dos conversores CC-CC, surge a definição da célula de comutação canônica (*canonical switching cell*). [3]

Com o surgimento desta definição, foram geradas as famílias de conversores CC-CC PWM. Os seis conversores mostrados na Fig. 1.4 utilizam uma única célula de comutação de dois estados. Os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* são de segunda ordem e os conversores *cúk*, *sepic* e *zeta* são de quarta ordem. Na literatura [4],[5], está mostrado que, com todo o esforço realizado para gerar novas topologias, não se consegue superar as topologias dos seis conversores clássicos mostrados na Fig. 1.4.

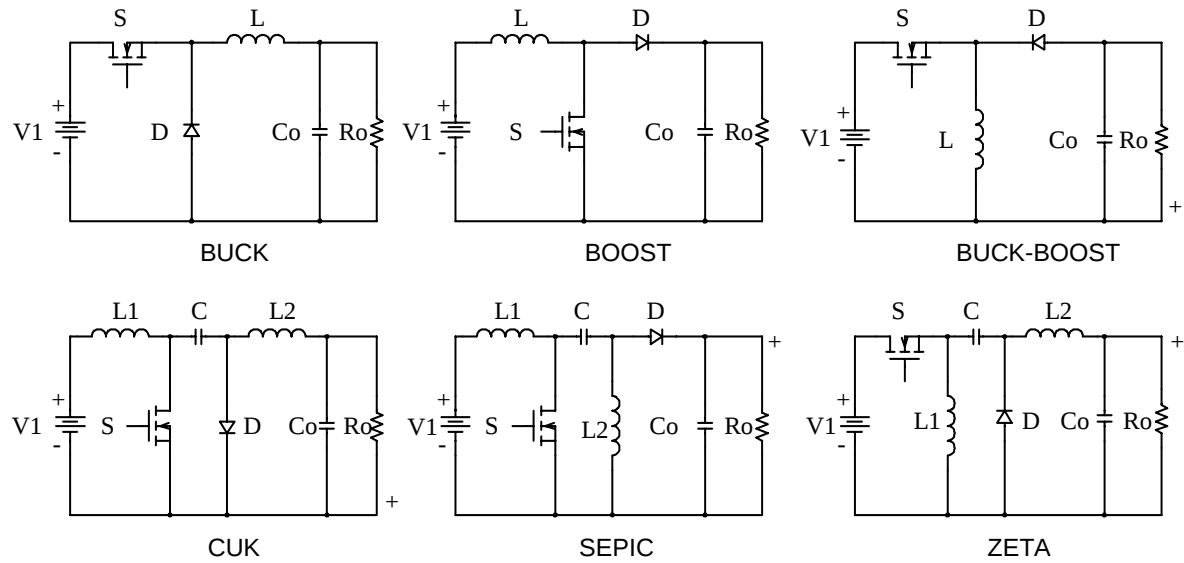


Fig. 1.4 – Conversores CC-CC PWM não isolados com célula de comutação de dois estados.

A célula de comutação dos seis conversores clássicos é formada por uma estrutura de três terminais (a-b-c) que contém dois interruptores (D, S), um ativo (MOSFET, IGBT, GTO, MCT, etc.) e outro passivo (diodo), como é mostrado na Fig. 1.5a. O funcionamento está baseado na operação complementar de dois interruptores conectados a um ponto comum. Em outras palavras, enquanto um interruptor conduz o outro permanece bloqueado, e vice-versa. Portanto, deste ponto de vista pode-se definir esta célula de comutação como sendo uma célula de dois estados de comutação, como é ilustrado na Fig. 1.5b. Esta figura também mostra os estados de ligado (ON) e desligado (OFF) de cada interruptor.

Entre os terminais **a-b** sempre haverá uma fonte de tensão (ou ramo capacitivo), enquanto que no terminal **c**, estará sempre conectado uma fonte de corrente (ou ramo indutivo). [3]

Do ponto de vista funcional, os interruptores da célula de comutação do conversor, apresentam três combinações:

- 1º ESTADO (S=ON e D=OFF);
- 2º ESTADO (S=OFF e D=ON);
- NEUTRO (S=OFF e D=OFF).

O terceiro estado é um estado neutro no qual não acontece nenhum processamento de potência. Por este motivo a célula é conhecida na literatura como célula de dois estados. Os estados indicados são ilustrados na Fig. 1.5b.

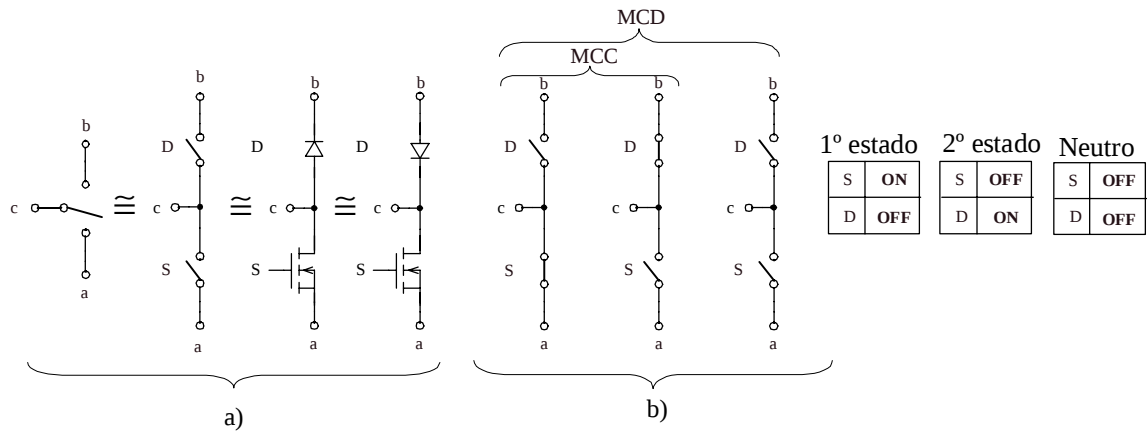


Fig. 1.5 – a) célula de comutação, b) estados e modos de operação da célula de dois estados.

Quando um conversor funciona com a célula de comutação operando apenas entre os estados 1º e 2º ocorre o modo de condução contínua (MCC), onde a corrente no indutor principal não assume valores nulos. Quando um conversor funciona com a célula operando entre os estados 1º, 2º e o neutro, ocorre o modo de condução descontínua (MCD), caso em que a corrente no indutor torna-se nula durante o estado neutro.

1.3 – MÉTODOS PARA ELEVAR A EFICIÊNCIA DOS CONVERSORES

Com objetivo aumentar a densidade de potência dos conversores, eleva-se o valor da frequência de comutação para reduzir o volume dos elementos reativos. Com o aumento da frequência, aumentam-se as perdas de potência no semicondutor, principalmente na comutação, tornando necessário o aumento do volume dos dissipadores de calor. Este fato reduz a possibilidade de compactação dos conversores CC-CC, pois reduz-se no volume dos elementos reativos, mas em contrapartida, aumenta-se o volume dos dissipadores. Torna-se necessário então, reduzir os esforços de tensão e/ou de corrente nos componentes do conversor para que se possa reduzir as perdas. Neste sentido são apresentadas na literatura, as

técnicas da associação de interruptores ou de conversores.

Para reduzir estas perdas na comutação dos semicondutores, foram introduzidas diferentes técnicas ressonantes de ajuda à comutação, tomando as comutações dos interruptores não-dissipativas. Estas técnicas são conhecidas como técnica de comutação sob tensão nula ZVS (*Zero Voltage Switching*) e técnica de comutação sob corrente nula ZCS (*Zero Current Switching*).

As técnicas de comutação não-dissipativa minimizam as perdas em comutação, possibilitando o aumento da frequência de operação dos semicondutores. No entanto as perdas em condução permanecem. Neste sentido apresentam-se como solução técnicas de associação em paralelo, tanto de dispositivos semicondutores como de conversores estáticos. Com estas técnicas, consegue-se também gerar outras novas topologias conhecidas como conversores multiníveis em corrente (MNC). Para elevadas tensões apresentam-se técnicas de associação de interruptores em série ou associação de conversores em série. Com isto consegue-se gerar novas topologias conhecidas na literatura como conversores estáticos multiníveis em tensão. Estas topologias solucionam as limitações tecnológicas dos semicondutores em relação aos esforços de tensão. [4]

Uma outra forma de se tentar aumentar o rendimento dos conversores é baseada no uso da célula de comutação de três estados, a qual será apresentada com maiores detalhes no decorrer deste trabalho.

1.4 – CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

O circuito do conversor *push-pull* ou transformador CC paralelo ilustrado na Fig. 1.6, é constituído por dois interruptores S1 e S2 no lado primário, dois diodos retificadores D1 e D2 no lado secundário e um transformador. O retificador de saída é de onda completa com ponto médio (tap-central). O circuito realiza uma conversão CC-CA-CC, ou seja, com entrada

de tensão contínua, um estágio intermediário de tensão alternada e uma saída de tensão contínua. [4],[5]

Se o transformador com tap-central é considerado ideal e com relação de espiras unitária, os enrolamentos primário e secundário podem ser substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador. Assim, monta-se a célula de comutação como é mostrado na Fig. 1.7. A célula resultante é mostrada na Fig. 1.7c e está definida entre os terminais a-b-c.

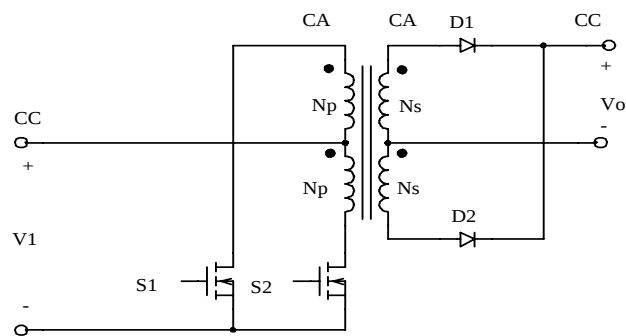


Fig. 1.6 – Transformador CC paralelo.

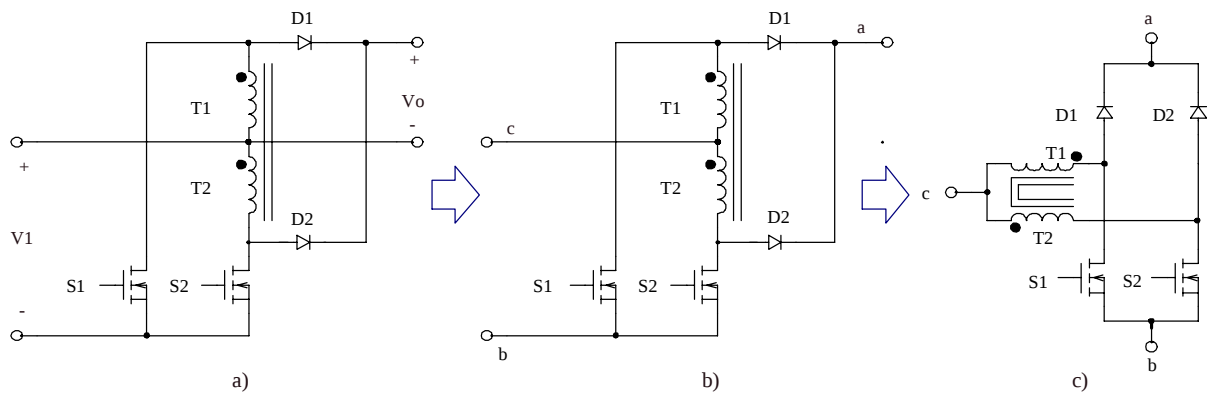


Fig. 1.7 – Obtenção de uma célula de comutação de três estados.

Observa-se que a célula de comutação obtida na Fig. 1.7c é formada por duas células de comutação simples interligadas por um auto-transformador com tap-central.

Com a finalidade de simplificar o entendimento da célula de comutação de três estados, a tabela 1.1 a seguir apresenta o comportamento dos interruptores e diodos em cada

Do ponto de vista do funcionamento da célula entre os estados, apresentam-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 ao conversor a célula de três estados, o modo principal opera no modo de condução contínua (MCC). Por outro lado, o modo secundário (Ia, IIa e IIIa) opera no modo de condução descontínua (MCD).

Consideram-se os interruptores S1 e S2 controlados (ativos) com comando PWM e os interruptores D1 e D2 não-controlados (passivos). A célula de comutação de três estados pode operar com razão cíclica (D) entre zero e um. Para razão cíclica “ D ” menor que 0,5, os comandos dos interruptores ativos não estão sobrepostos (non-overlapping mode), conforme a Fig. 1.9a. Quando a razão cíclica é maior que 0,5, os comandos dos interruptores estão sobrepostos (*overlapping mode*), como mostra a Fig. 1.9b.

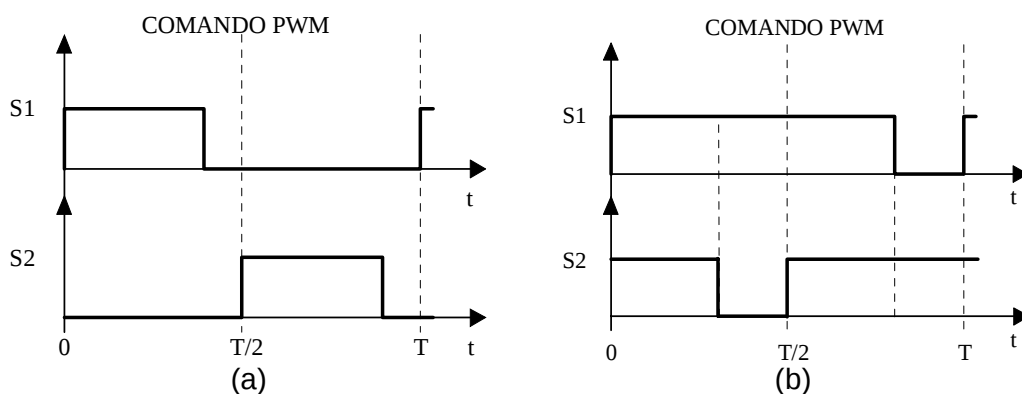


Fig. 1.9—a) sem sobreposição (non-overlapping mode), b) sobreposição (overlapping mode).

O funcionamento dos pares de interruptores S1 – D2 e S2 – D1 são complementares. Portanto na célula de três estados pode se ter inversão bilateral sem prejuízos de topologia como mostra a Fig. 1.10. Além disso, a topologia possui controle total dos semicondutores,

pois ao fechar o interruptor S1 o diodo D1 é aberto e ao abrir o interruptor S1 o diodo D1 fecha. O mesmo ocorre com o interruptor S2 e o diodo D2.

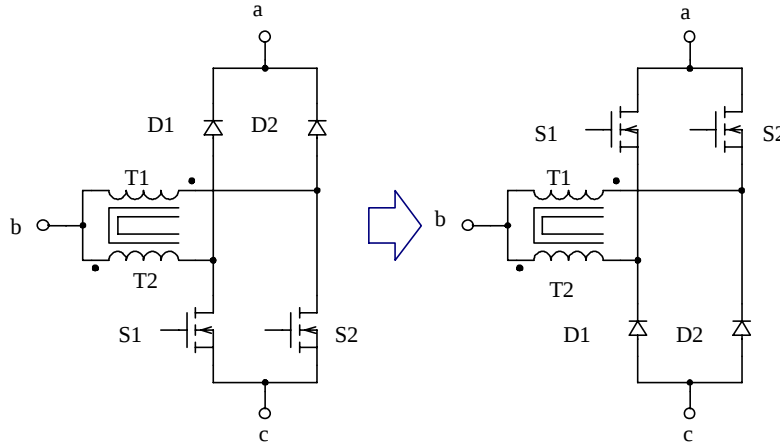


Fig. 1.10 – Inversão bilateral da célula de três estados.

Substituindo a célula de comutação de dois estados, pela célula de três estados nos seis conversores CC-CC clássicos não isolados, Fig. 1.11, obtém-se seis topologias de conversores de três estados como mostra a Fig. 1.12. A teoria para a formação destes conversores é: célula de comutação se localiza entre os terminais **a-b-c**; entre **a e b** deve existir uma fonte de tensão (ou ramo capacitivo); em **c** deve existir fonte de corrente (ou ramo indutivo).

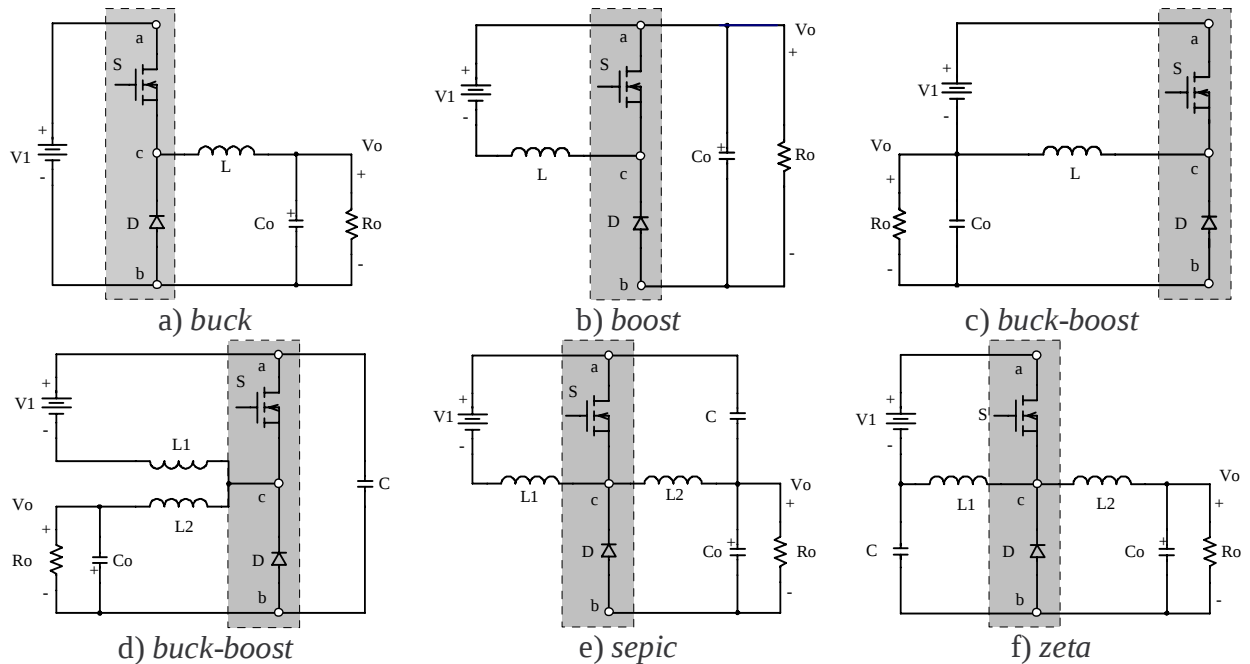


Fig. 1.11 – Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de dois estados.

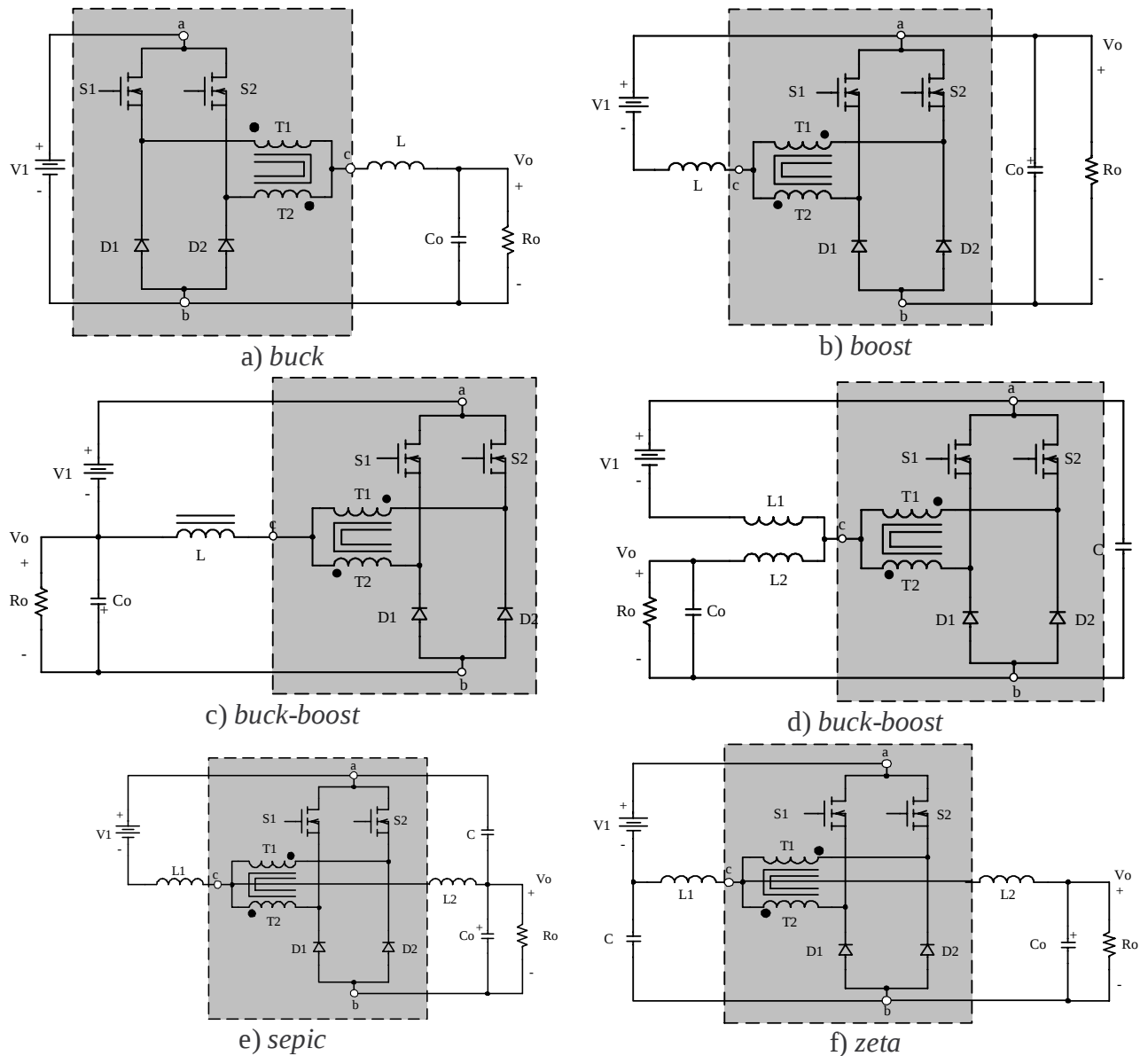


Fig. 1.12 – Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de três estados.

São cinco as células de comutação de três estados, denominadas de Célula A, Célula B, Célula C, Célula D e Célula E. O anexo A deste trabalho mostra todas as topologias destas células e o procedimento para obtenção de cada uma delas. Neste mesmo anexo, um sumário apresenta a aplicação das células A, B, C, D e E nos conversores básicos *buck*, *boost* e *buck-boost*, juntamente com seus respectivos ganhos estáticos de tensão operando no modo de condução contínua (MCC).

Para o conversor *buck* utilizando a célula A, o ganho estático no MCC é não linear e se restringe ao modo de operação para razão cíclica menor que 0,5 como mostra a Fig. 1.13a. O conversor *buck* utilizando a célula B possui ganho estático no MCC linear e igual ao conversor *buck* clássico para razão cíclica variando de $0 < D < 1$ como mostra a Fig. 1.13b.

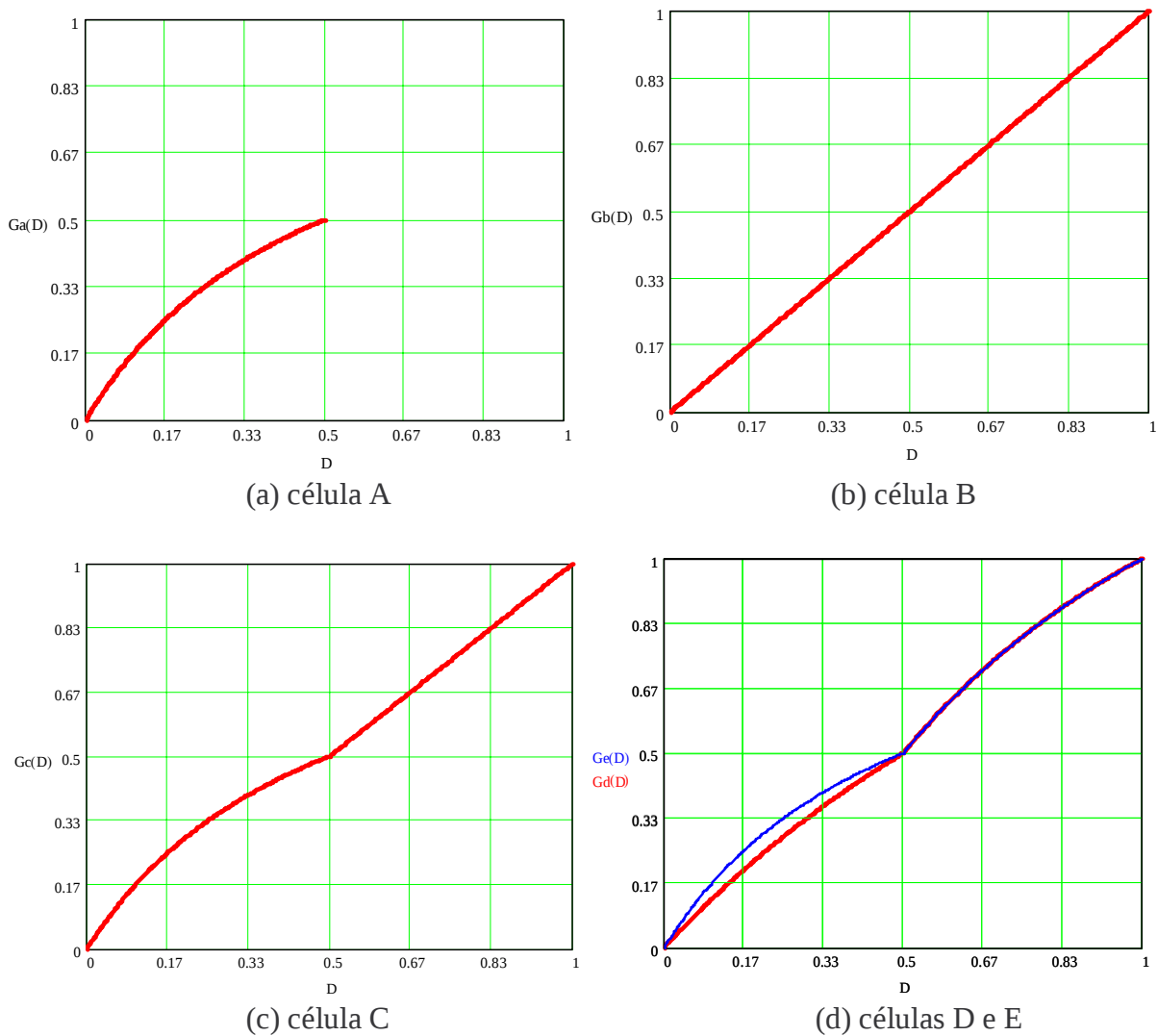


Fig. 1.13 – Ganhos estáticos no MCC das cinco células de comutação de três estados.

O conversor *buck* obtido com a célula C, resulta em uma topologia com maior complexidade e apresenta ganho estático no MCC não linear para $D < 0,5$ e linear para $D > 0,5$ como mostra a Fig. 1.13c. Os conversores *buck* utilizando as células D e E, além de apresentarem uma topologia mais complexa, possuem ganho estático no MCC não linear para

$0 < D < 1$, como mostra a Fig. 1.13d que em vermelho apresenta a curva do ganho estático da célula D e na cor azul o ganho estático da célula E.

Portanto, torna-se bastante atraente a célula B, pela sua menor complexidade, e ganho estático no MCC semelhante ao *buck* clássico.

Neste capítulo, é feita inicialmente a apresentação das topologias dos conversores CC-CC básicos, gerados a partir das células de comutação de dois e três estados e o emprego destas em algumas das topologias básicas elementares (*buck*, *boost* e *buck-boost*) dos conversores CC-CC não isolados, do tipo PWM. Através da definição de célula de comutação, fica simples substituir a célula de dois estados por uma de três estados, em qualquer um dos conversores que apresente a célula de dois estados, gerando assim novos conversores.

Nos próximos capítulos, será detalhada a abordagem através de análises qualitativa e quantitativa do emprego da célula de comutação de três estados no conversor *buck*, operando em toda faixa de variação da razão cíclica ($0 \leq D \leq 1$).

Para comprovar o princípio de funcionamento do conversor proposto, o desenvolvimento deste trabalho foi dividido em 4 capítulos, contemplando os seguintes tópicos:

- Princípio de operação, principais formas de onda e ganho estático nos modos de condução contínua, descontínua e crítica.
- Característica de saída para os três modos de condução.
- Ondulação de corrente que circula através do indutor.
- Análise do conversor através de simulação digital;
- Metodologia e procedimento de projeto no modo de condução contínua.
- Resultados experimentais a partir de um protótipo de 1kW.

CAPÍTULO II

CONVERSOR BUCK OBTIDO ATRAVÉS DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS “B”

2.1 - INTRODUÇÃO

O conversor *buck* gerado a partir da célula B de três estados [6],[7], é escolhido para desenvolvimento deste trabalho por alguns motivos importantes: é uma topologia ainda não explorada nem implementada, além de ser, entre as células de comutação de três estados, a célula que possui o ganho estático no modo de condução contínuo igual ao do conversor *buck* clássico, como será melhor detalhado no desenvolvimento do trabalho.

2.2 – ESTRUTURA DO CONVERSOR BUCK COM A CÉLULA B

O conversor *buck* mostrado na Fig. 2.1 está constituído de uma fonte de entrada V_1 , de um transformador com tap-central (enrolamentos T_1 e T_2), de dois interruptores controlados S_1 e S_2 , de dois diodos D_1 e D_2 , de um indutor L e pela carga R_o , em paralelo com o capacitor de filtro C_o .

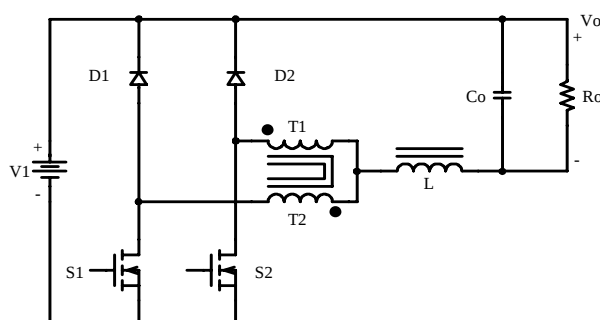


Fig. 2.1- Conversor *buck*.

Este conversor possui dois modos de operação: com razão cíclica menor que 0,5, onde não existe a sobreposição do fechamento dos interruptores S_1 e S_2 , ou seja, em nenhuma etapa os interruptores ativos se encontram fechados ao mesmo tempo; e com razão cíclica

maior que 0,5 (com sobreposição). Posteriormente serão apresentadas as análises para ambos os casos.

Esta topologia possui alta densidade de potência devido à redução do volume dos elementos reativos, além de reduzir e distribuir as perdas em condução, o que a torna bastante atrativa em aplicações de potências mais elevadas, principalmente pelo fato das perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilitando assim a dissipação térmica do conversor. [4],[5] Com relação à corrente que circula através de L , são definidos os modos de condução: contínua (MCC), descontínua (MCD) e crítica.

Antes de iniciar a análise do modo de operação do conversor, são feitas algumas considerações:

- ⇒ o conversor opera em regime permanente (não serão analisados os transitórios);
- ⇒ a frequência de operação dos interruptores é constante e com comando do tipo PWM;
- ⇒ os pulsos de comando dos interruptores estão defasados em 180° ;
- ⇒ a relação de espiras do transformador é unitária (condição inerente ao funcionamento da célula de três estados);
- ⇒ a corrente magnetizante do transformador é muito menor que a corrente de carga;
- ⇒ tanto os componentes passivos como os ativos, são ideais;

Esta última consideração implica que os semicondutores são considerados como curtos circuitos quando em condução e como circuitos abertos quando bloqueados; os capacitores não possuem resistência série; os indutores e transformadores não possuem dispersão, resistências nos enrolamentos nem capacitâncias parasitas entre as espiras.

2.3 - OPERAÇÃO COM RAZÃO CÍCLICA MENOR QUE 0,5 ($0 < D < 0,5$)

Considerando a circulação de corrente através do indutor L , são definidos e analisados os modos de condução contínua, descontínua e crítica do conversor. Isto é realizado com o

objetivo de apresentar a característica de saída do conversor. Para razão cíclica menor que meio o conversor irá atuar no 3º modo de operação, isto é, entre o segundo e terceiro estado como foi mostrado na Fig. 1.8.

2.3.1– MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Ocorrem quatro etapas de operação num período (T) de comutação que estão descritas a seguir, e mostradas na Fig. 2.2.

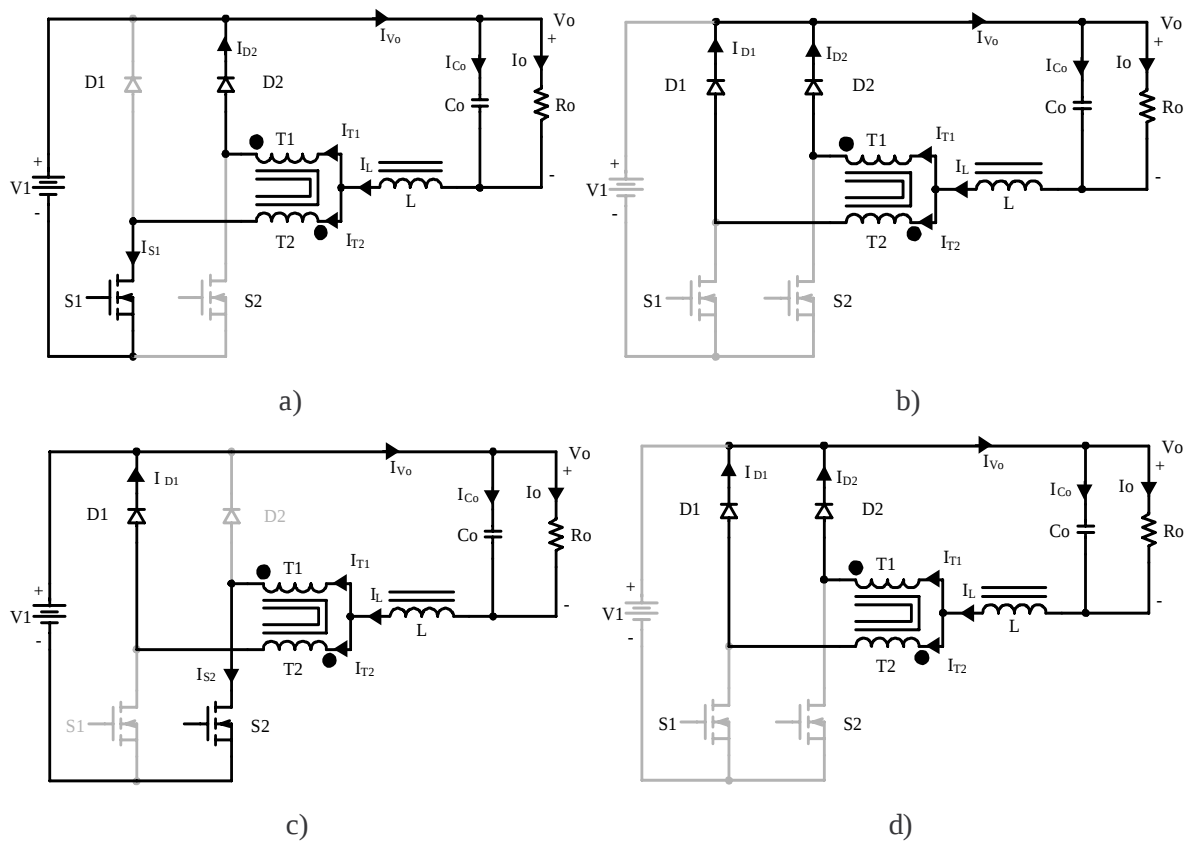


Fig. 2.2 – Etapas de operação no MCC.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$)

No instante $t = t_0$, o interruptor S_1 entra em condução e S_2 está bloqueado. O diodo D_1 encontra-se reversamente polarizado e D_2 entra em condução. Da corrente $I_{VO}=I_L$ que circulam através do indutor L e do tap-central do transformador, uma parte flui através de T_1 e D_2 ($I_{T1}=I_{D2}$) até a carga e outra parte flui através de T_2 e S_1 ($I_{T2}=I_{S1}$) em direção à fonte. Se

a relação de espiras entre T1 e T2 é unitária, devido ao efeito magnético, as correntes que circula através dos enrolamentos são iguais ($I_{T1}=I_{T2}$). A corrente I_L cresce linearmente e armazena energia no indutor. Pelo efeito magnético, as tensões sobre T1 e T2 são iguais e com valor igual à metade da tensão de entrada V_1 . A equação diferencial da corrente que circula através do indutor L, durante o intervalo de tempo que S1 está fechado, é expressa por (2.1).

$$L \cdot \frac{dI_L}{dt} + V_o - \frac{V_1}{2} = 0 \quad (2.1)$$

V_1 é a tensão de entrada, V_o a tensão de saída e I_L a corrente que circula através do indutor L. Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.2a, e a corrente que circula através do circuito está destacada em negrito. A etapa termina quando S1 é bloqueado.

Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$)

No instante $t=t_1$ o interruptor S1 é bloqueado e S2 ainda permanece bloqueado. A tensão sobre o indutor é invertida devido à inversão da derivada de corrente. O diodo D1 é polarizado diretamente e D2 permanece conduzindo. Neste modo de operação não existe transferência de potência da entrada para a carga, portanto, o indutor L é quem fornece energia. A energia armazenada pelo indutor L, durante a etapa anterior, é transferida para a carga. A circulação de corrente através de T1 e T2, conforme a polaridade ($I_{T1}=I_{T2}$), gera um fluxo magnético nulo através do núcleo, que garante a tensão nula sobre os enrolamentos. Esta etapa está ilustrada na Fig. 2.2b, onde o caminho de circulação de corrente está em negrito. A equação diferencial de corrente que circula através do indutor L, durante esta etapa, está expressa por (2.2).

$$-L \cdot \frac{dI_L}{dt} + V_o = 0 \quad (2.2)$$

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é fechado.

Terceira etapa ($t_2 < t < t_3$)

Devido à simetria do circuito do conversor, esta etapa é semelhante à primeira, com a diferença de que o interruptor S2 entra em condução enquanto S1 fica bloqueado. O diodo D1 permanece conduzindo e D2 é polarizado reversamente. O caminho de circulação de corrente através do circuito está mostrado na Fig. 2.2c.

Quarta etapa ($t_3 < t < T$)

Esta etapa é similar à segunda etapa e o circuito é mostrado na Fig. 2.2d. O caminho de circulação de corrente é destacado em negrito.

As principais formas de onda de tensões e de correntes que circulam através dos diferentes dispositivos, tanto passivos como ativos, para um período de comutação genérico T , estão mostradas na Fig. 2.3. As formas de onda são traçadas segundo o comando PWM aplicado nos interruptores S1 e S2.

Observa-se que a corrente que circula através do indutor de saída I_L possui baixa ondulação, com frequência de duas vezes a frequência de comutação dos interruptores, sendo esta uma vantagem do conversor em comparação ao conversor *buck* clássico. Isto resulta em uma redução de peso e de volume nos elementos reativos L e C_o .

2.3.1.a– GANHO ESTÁTICO

O ganho estático pode ser obtido através da variação de corrente que circula através do indutor do conversor *buck*.

$$\Delta I_{L(t_1-t_0)} = \Delta I_{L(t_2-t_1)} \quad (2.3)$$

Utilizando as formas de onda da Fig. 2.3 e isolando ΔI_L das expressões (2.1) e (2.2) obtém-se a expressão (2.4).

$$\frac{V_1}{2} - V_0 \cdot (t_1 - t_0) = V_0 \cdot (t_2 - t_1) \quad (2.4)$$

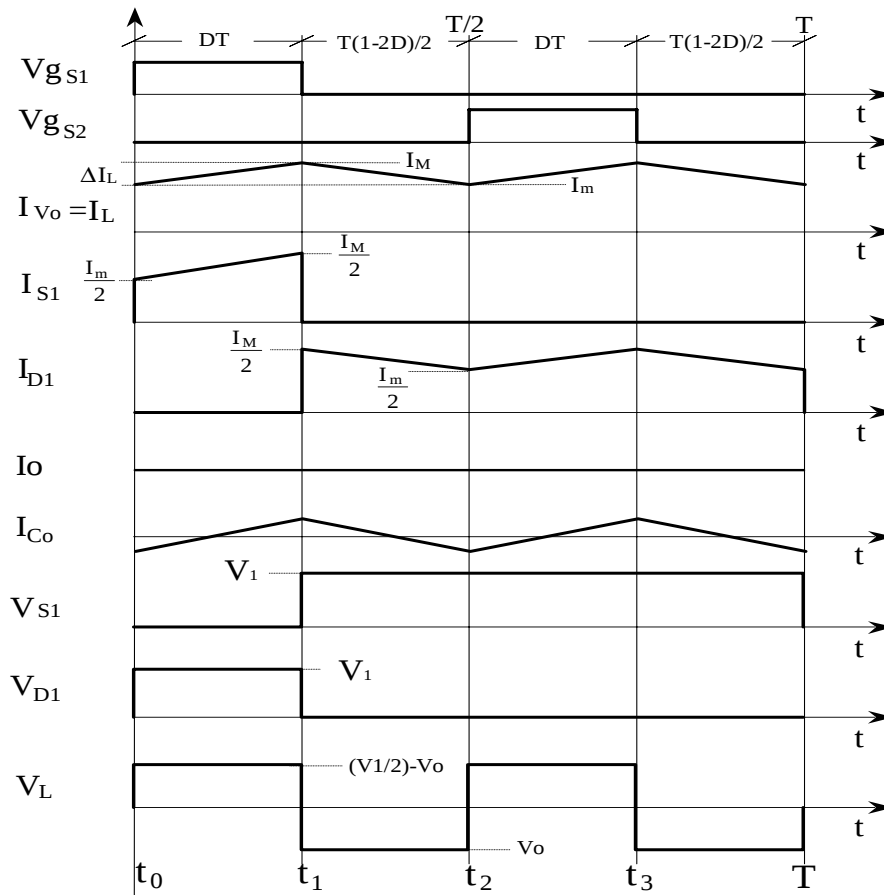


Fig. 2.3 – Principais formas de onda idealizadas.

Neste modo de operação os intervalos de tempo num período de comutação T , em função da razão cíclica D , são expressos por (2.5).

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = D \cdot T \\ t_2 - t_1 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ t_3 - t_2 = D \cdot T \\ T - t_3 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \end{cases} \quad (2.5)$$

A partir de (2.4) e (2.5) e obtém-se o ganho estático do conversor, dado pela expressão (2.6).

$$G_v = \frac{V_0}{V_1} = D \quad (2.6)$$

Observa-se que a expressão do ganho estático do conversor *buck* de três estados é igual à do ganho estático do conversor *buck* clássico da referência [8]. Na Fig. 2.4 é apresentada a

relação das tensões de saída e de entrada em função da razão cíclica do conversor.

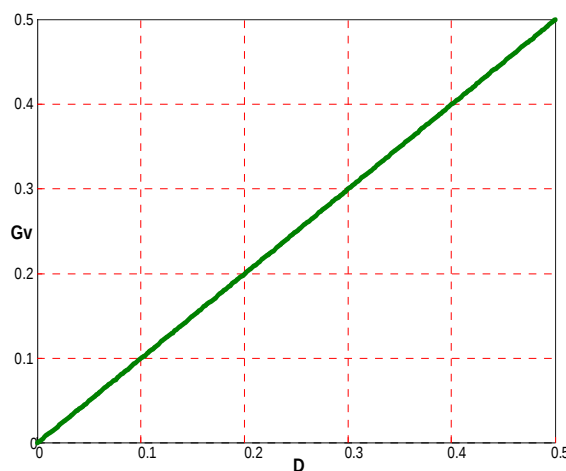


Fig. 2.4 – Ganho estático em função da razão cíclica.

2.3.2– MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Este modo de condução do conversor acontece quando a corrente que circula através do indutor L atinge zero e permanece antes de completar meio período de comutação, não havendo transferência de potência da fonte de entrada para a carga a partir deste instante.

Neste modo de condução ocorrem seis etapas de operação num período (T) de comutação. Observa-se que algumas etapas de operação do modo de condução descontínua são similares às etapas de operação do modo de condução contínua. A diferença se dá no final dos estágios 2 e 5, onde, para o modo de condução descontínua, a corrente que circula através do indutor torna-se zero, não existindo transferência de potência da fonte para carga. As principais formas de onda de tensões e de correntes que circulam através dos diferentes componentes do conversor, num período de comutação T , estão mostradas na Fig. 2.6. As formas de onda são traçadas segundo o comando PWM aplicado nos interruptores $S1$ e $S2$.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$)

Esta etapa de operação é igual à primeira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.2a. A equação diferencial da corrente que circula através do indutor L , durante o intervalo de tempo que $S1$ está fechado, é expressa por (2.1).

Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$)

Esta etapa de operação é igual à segunda etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.2b. A equação diferencial da corrente que circula através do indutor L é expressa por (2.2).

Terceira etapa ($t_2 < t < t_3$)

No instante $t=t_2$, a corrente que circula através do indutor L se anula e não existe transferência de potência do indutor para a carga. Os diodos $D1$ e $D2$ deixam de conduzir assim que a corrente que circula através deles se anula e os interruptores $S1$ e $S2$ permanecem bloqueados. Nesta etapa o capacitor C fornece energia para a carga como mostra a Fig. 2.5. Esta etapa termina quando o interruptor $S2$ entra em condução.

Quarta etapa ($t_3 < t < t_4$)

Esta etapa de operação é igual à terceira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.2c.

Quinta etapa ($t_4 < t < t_5$)

Esta etapa de operação é igual à terceira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.2c.

Sexta etapa ($t_5 < t < T$)

Esta etapa idêntica à terceira etapa para este modo de operação. O caminho de circulação de corrente esta em negrito na descontinua mostrada na Fig. 2.5.

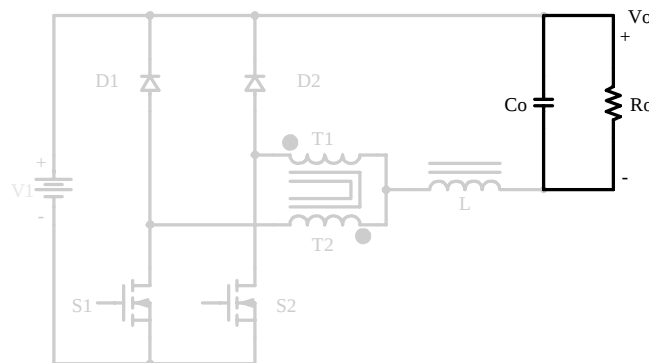


Fig. 2.5 – 3ª e 6ª etapas de operação no MCD

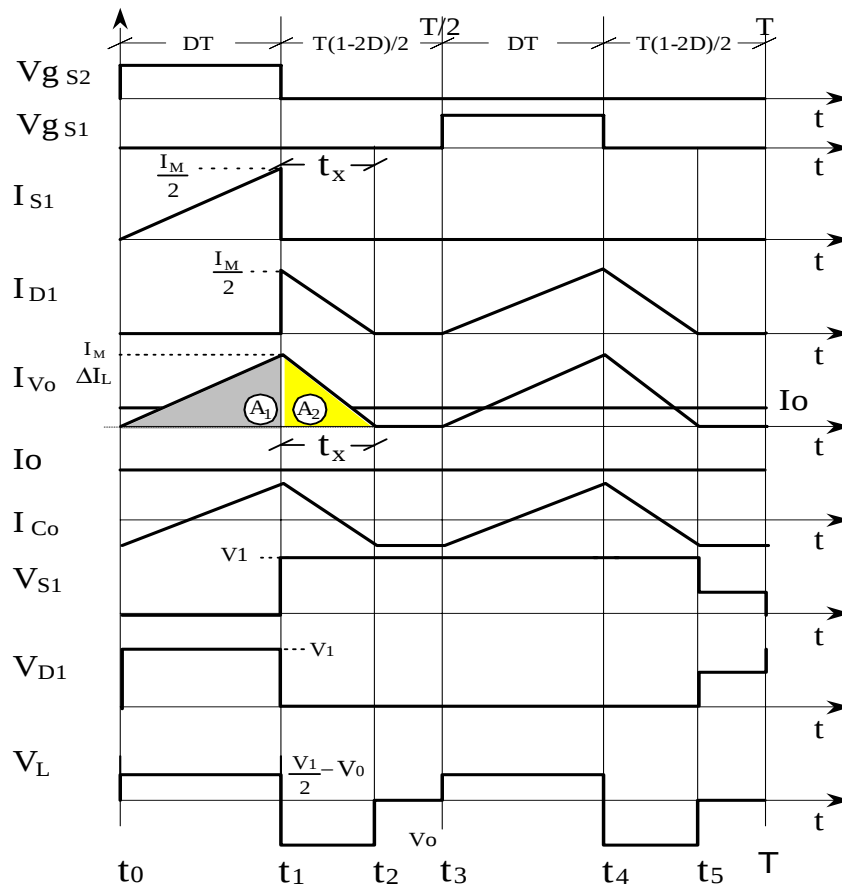


Fig. 2.6 – Principais formas de onda idealizadas.

2.3.2.a – GANHO ESTÁTICO

O ganho estático é determinado a partir da expressão do valor médio da corrente I_{v_o} , que é numericamente igual à corrente de carga I_o . Portanto a partir da forma de onda da corrente I_{v_o} mostrada na Fig. 2.6 e aplicando a definição de valor médio, chega-se à expressão (2.7).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_{v_o}(t) dt = \frac{2 \cdot (A_1 + A_2)}{T} \quad (2.7)$$

Resolvendo (2.7), chega-se à expressão (2.8).

$$I_o = I_M \cdot D + I_M \cdot \frac{t_x}{T} \quad (2.8)$$

O valor de I_M é obtido a partir da variação da corrente através do indutor durante a primeira etapa de operação ($\Delta t_1 = t_1 - t_0 = D \cdot T$), expressa por (2.9). O valor de t_x é conseguido a

partir da variação do fluxo magnético no indutor L num período de comutação, expressa por (2.10).

$$I_M = \frac{(V_1 - 2 \cdot V_o)}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T \quad (2.9)$$

$$t_x = \frac{(V_1 - 2 \cdot V_o)}{2 \cdot V_o} \cdot D \cdot T \quad (2.10)$$

Substituindo os valores de I_M e t_x em (2.8), encontra-se a expressão (2.11).

$$I_o = \frac{(V_1 - 2 \cdot V_o) \cdot V_1}{4 \cdot L \cdot V_o} \cdot D^2 \cdot T \quad (2.11)$$

Tem-se a expressão (2.12) parametrizada de carga, em função da corrente média I_o .

$$\gamma = \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_1 \cdot T} = \frac{(1 - 2 \cdot G_v)}{2 \cdot G_v} \cdot D^2 \quad (2.12)$$

A partir de (2.12), encontra-se o ganho estático do conversor G_v expresso por (2.13).

$$G_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2}{\gamma + D^2} \quad (2.13)$$

2.3.3– MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

O funcionamento do conversor no modo de condução crítica dá-se no limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Portanto, para estudar este modo de condução são aproveitados os estudos realizados nos modos de condução contínua e descontínua.

As formas de onda da corrente através do indutor L e a tensão sobre ele são mostradas na Fig. 2.7.

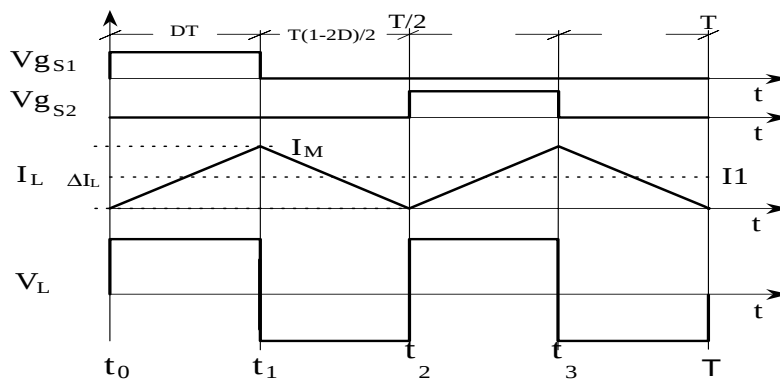


Fig. 2.7 – Principais formas de onda idealizadas.

Neste caso, a corrente mínima I_m através do indutor, do modo de condução contínua, mostrada na Fig. 2.7, torna-se igual a zero. Desta maneira, a ondulação de corrente através do indutor L é igual à corrente máxima ($\Delta I_L = I_M$).

2.3.3.a– GANHO ESTÁTICO

No modo de condução crítica os ganhos estáticos calculados nos modos de condução contínua e descontínua são iguais. A partir desta definição determina-se a razão cíclica crítica D_{crit} , apresentada na expressão (2.16).

$$\frac{D_{crit}^2}{2 \cdot D_{crit}^2 + 2 \cdot \gamma} = D_{crit} \quad (2.14)$$

$$2 \cdot D_{crit}^2 - D_{crit} + 2 \cdot \gamma = 0 \quad (2.15)$$

$$D_{crit} = \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot \left(\sqrt{1 - 16 \cdot \gamma} \right) \quad (2.16)$$

A expressão do ganho estático no modo de condução crítica do conversor está apresentada na expressão (14).

$$G_{vcrit} = D_{crit} = \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot \left(\sqrt{1 - 16 \cdot \gamma} \right) \quad (2.17)$$

2.3.4– CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir dos ganhos estáticos calculados para os modos de condução contínua, descontínua e crítica, a característica de saída do conversor é apresentada na Fig. 2.8. Estas curvas são genéricas devido à parametrização adotada.

Na Fig. 2.8 a região 1 corresponde ao modo de condução descontínua, a região 2, ao modo de condução contínua. As curvas tracejadas mostram o modo de condução crítico para o conversor *buck* três estados, e para o conversor *buck* clássico. Da mesma forma que para o conversor *buck* clássico, no modo de condução descontínua, observa-se que a tensão de saída varia em função da corrente de carga I_o (parametrizada por γ). Esta forma de operação na

maioria das aplicações é evitada, pois introduz uma não-linearidade e, sobretudo, porque dificulta o controle do sistema do qual faz parte o conversor.

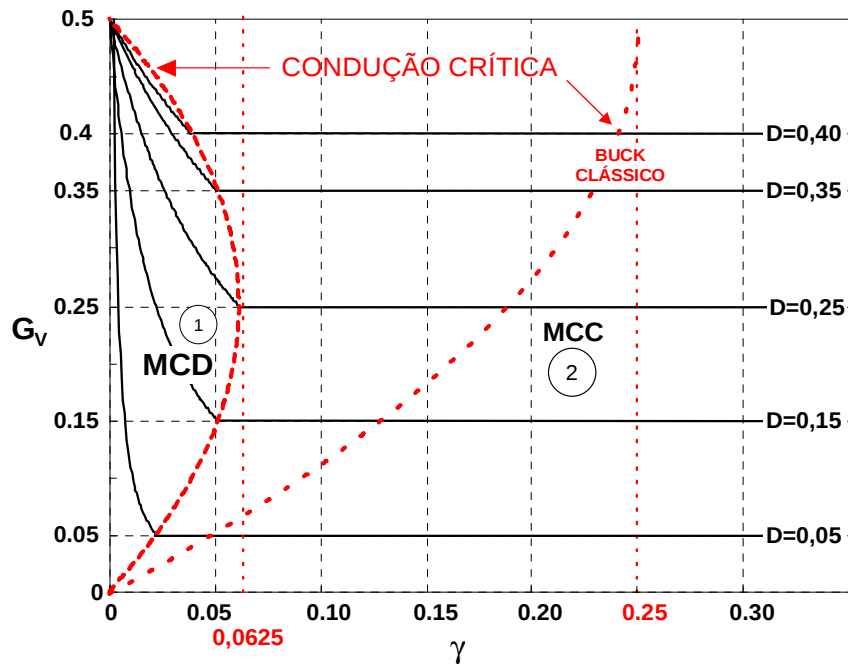


Fig. 2.8 – Característica de carga do conversor CC-CC *buck* de três estados.

Deve-se salientar que o valor máximo do ganho estático crítico do conversor dá-se em $\gamma=0,0625$ com razão cíclica igual a 0,25. No caso do conversor *buck* clássico dá-se em $\gamma=0,25$ com razão cíclica igual a 0,5, como é mostrado em [8]. Isto significa que a área de operação no modo de condução contínua é maior, sendo uma grande vantagem do conversor. Em outras palavras pode-se dizer que o valor da indutância do indutor L do conversor *buck* de três estados, é um quarto ($1/4$) do valor da indutância do indutor do conversor *buck* clássico [8], para uma mesma frequência do interruptor, como pode ser comprovado a partir das análises apresentadas no tópico a seguir.

2.3.5 – ONDULAÇÃO DE CORRENTE E INDUTÂNCIA CRÍTICA

A ondulação da corrente que circula através do indutor é determinada com ajuda da Fig. 2.8 onde $\Delta t = t_1 - t_0 = D \cdot T$ e com a expressão do ganho estático (2.6) que se aplica à

expressão (2.1). Assim, obtém-se a expressão (2.18).

$$\Delta I_L = \frac{T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2 \cdot L} \cdot V_1 \quad (2.18)$$

Com objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L no indutor L a expressão (2.18) é parametrizada, como mostra a expressão (2.19).

$$\beta = \frac{L}{T \cdot V_1} \cdot \Delta I_L = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2} \quad (2.19)$$

A expressão (2.19) é apresentada graficamente na Fig. 2.9. Nesta figura observa-se 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 0,0625.

Atribuindo um determinado valor à ondulação de corrente, na expressão (2.19), pode-se calcular o valor da indutância do indutor L , expressa por (2.20).

$$L = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D \cdot T \cdot V_1}{2 \cdot \Delta I_L} = \beta \cdot \frac{T \cdot V_1}{2 \cdot \Delta I_L} \quad (2.20)$$

Substituindo o valor do parâmetro β do ponto de máxima ondulação, chega-se na expressão (2.21).

$$L = \frac{T \cdot V_1}{16 \cdot \Delta I_L} \quad (2.21)$$

A indutância crítica do indutor $L_{\text{crít}}$ do conversor que garante o modo de condução contínua é determinada a partir do parâmetro γ que depende da corrente de carga. Portanto, γ é obtido a partir do modo de condução crítica. Assim obtém-se a expressão (2.22).

$$\gamma = \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_1 \cdot T} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2} \quad (2.22)$$

De (2.23), tem-se a indutância crítica do indutor $L_{\text{crít}}$, dada pela expressão (2.23).

$$L_{\text{crít}} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D \cdot V_1 \cdot T}{4 \cdot I_o} = \gamma \cdot \frac{V_1 \cdot T}{4 \cdot I_o} \quad (2.23)$$

A indutância crítica como uma função da razão cíclica é mostrada graficamente na Fig. 2.9. Nesta figura observa-se que o máximo valor da indutância ocorre quando a razão cíclica é igual a 0,25. Substituindo este valor em (2.23), obtém-se a expressão (2.24).

$$L_{\text{crít}} = \frac{V_1 \cdot T}{32 \cdot I_o} \quad (2.24)$$

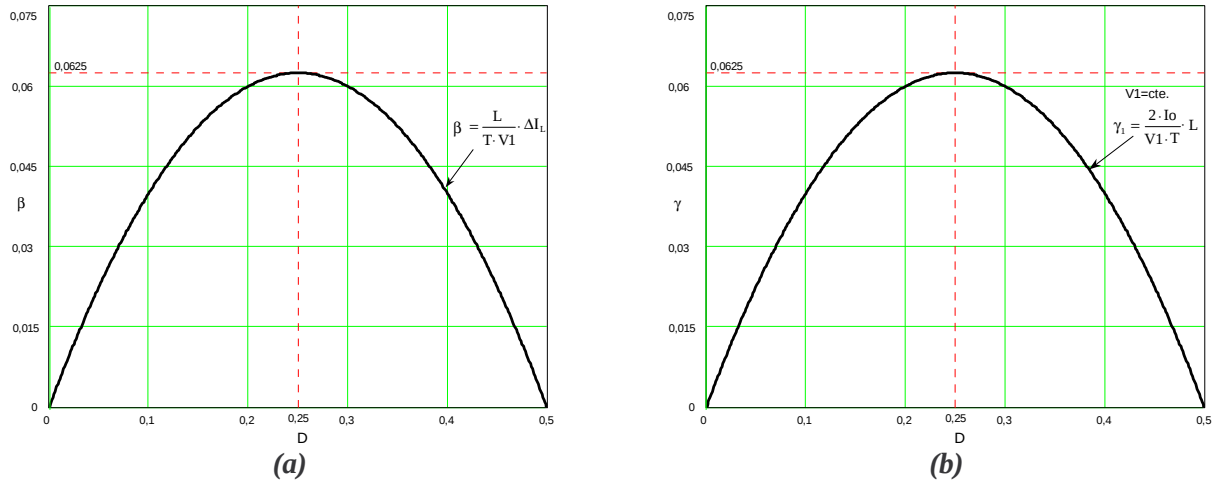


Fig. 2.9 –a) Ondulação da corrente parametrizada no indutor L – b) Indutância crítica.

2.3.6 – ONDULAÇÃO DE TENSÃO

O filtro capacitivo na saída serve para minimizar a ondulação de tensão causada pela ondulação de corrente. No modo de condução contínua, ondulação de tensão é calculada com ajuda da Fig. 2.6 e da expressão (2.25)

$$\Delta V = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot \Delta V_C \cdot C} \quad (2.25)$$

Considerando a frequência do ripple de tensão de saída o dobro da frequência de chaveamento, obtém-se a expressão (2.28).

$$f_L = 2f_s \quad (2.26)$$

$$\Delta V = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_C \cdot C} \quad (2.27)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_C} \quad (2.28)$$

2.4 - OPERAÇÃO COM RAZÃO CÍCLICA MAIOR QUE 0,5 ($0,5 < D < 1$)

Considerando a circulação de corrente através do indutor L, são definidos e analisados os modos de condução contínua, descontínua e crítica do conversor. Isto é realizado com o objetivo de obter a característica de saída do conversor. Para razão cíclica maior que meio o conversor irá atuar no 1º modo de operação isto é, entre o primeiro e segundo estado como foi mostrado na Fig. 1.8. São realizadas as mesmas considerações do conversor *buck* operando com razão cíclica menor que 0,5.

2.4.1– MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Neste modo de condução ocorrem quatro etapas de operação num período de comutação. Estas etapas são descritas na Fig. 2.10.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$)

Inicialmente, o interruptor S1 entra em condução e S2 permanece conduzindo. Os diodos D1 e D2 ficam reversamente polarizados. Da corrente $I_1 = I_L$ que circula através do indutor L, uma parte flui através de T1 e S2 ($I_{T1} = I_{S2}$) e outra parte flui através de T2 e S1 ($I_{T2} = I_{S1}$). Se T1 e T2 têm o mesmo número de espiras, as correntes que circulam através deles são iguais ($I_{T1} = I_{T2}$), conforme a polaridade apresentada na Fig. 2.10a, gerando um fluxo magnético nulo através do núcleo. Portanto, pela Lei de Ampère, ocorre um curto circuito magnético, tornando nula a tensão sobre os enrolamentos. Além disso, a corrente I_L cresce linearmente e o indutor L armazena energia. A equação diferencial da corrente através do indutor L, durante esta etapa, é expressa pela equação (2.29).

$$V_1 - V_o - L \cdot \frac{dI_L}{dt} = 0 \quad (2.29)$$

V_1 é a tensão de entrada e I_L a corrente que circula através do indutor L.

Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.10a, e a circulação de corrente através do circuito é marcada em negrito. Esta etapa termina quando S2 é bloqueado.

Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$)

O interruptor S2 é bloqueado e S1 permanece conduzindo. Devido à inversão da derivada de corrente a tensão sobre o indutor é invertida. O diodo D2 polariza-se diretamente enquanto D1 permanece reversamente polarizado. Da corrente $I_1 = I_L$ que circula através do indutor L, uma parte flui através de T2 e S1 ($I_{T2} = I_{S1}$) e outra parte flui através de T1 e D2 ($I_{T1} = I_{D2}$) até a carga. Além disso, esta corrente decresce linearmente, transferindo a energia armazenada na etapa anterior e a energia de V1 para a carga. Se T1 e T2 têm o mesmo número de espiras, pelo efeito magnético, as correntes que circulam através deles são iguais ($I_{T1} = I_{T2}$). Esta etapa está ilustrada na Fig. 2.10b, onde o caminho de circulação da corrente está marcado em negrito. A equação diferencial da corrente através do indutor L, durante esta etapa, é expressa por (2.30).

$$-\frac{V_1}{2} + V_o - L \cdot \frac{dI_L}{dt} = 0 \quad (2.30)$$

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir.

Terceira etapa ($t_2 < t < t_3$)

Esta etapa é simétrica à primeira com a diferença de que o interruptor S2 entra em condução enquanto que S1 permanece conduzindo. Os diodos D1 e D2 são polarizados reversamente. A Fig. 2.10c ilustra esta etapa; a circulação de corrente através do circuito é marcada em negrito.

Quarta etapa ($t_3 < t < t_4$)

Esta etapa é semelhante à segunda, com a diferença de que o interruptor S1 é bloqueado e S2 permanece em condução. O diodo D1 é polarizado diretamente e D2 permanece polarizado reversamente. Desta maneira, dá-se a transferência de energia da fonte de entrada V1 e a energia armazenada no indutor na etapa anterior para a carga. A corrente que circula através do circuito está ilustrada na Fig. 2.10d.

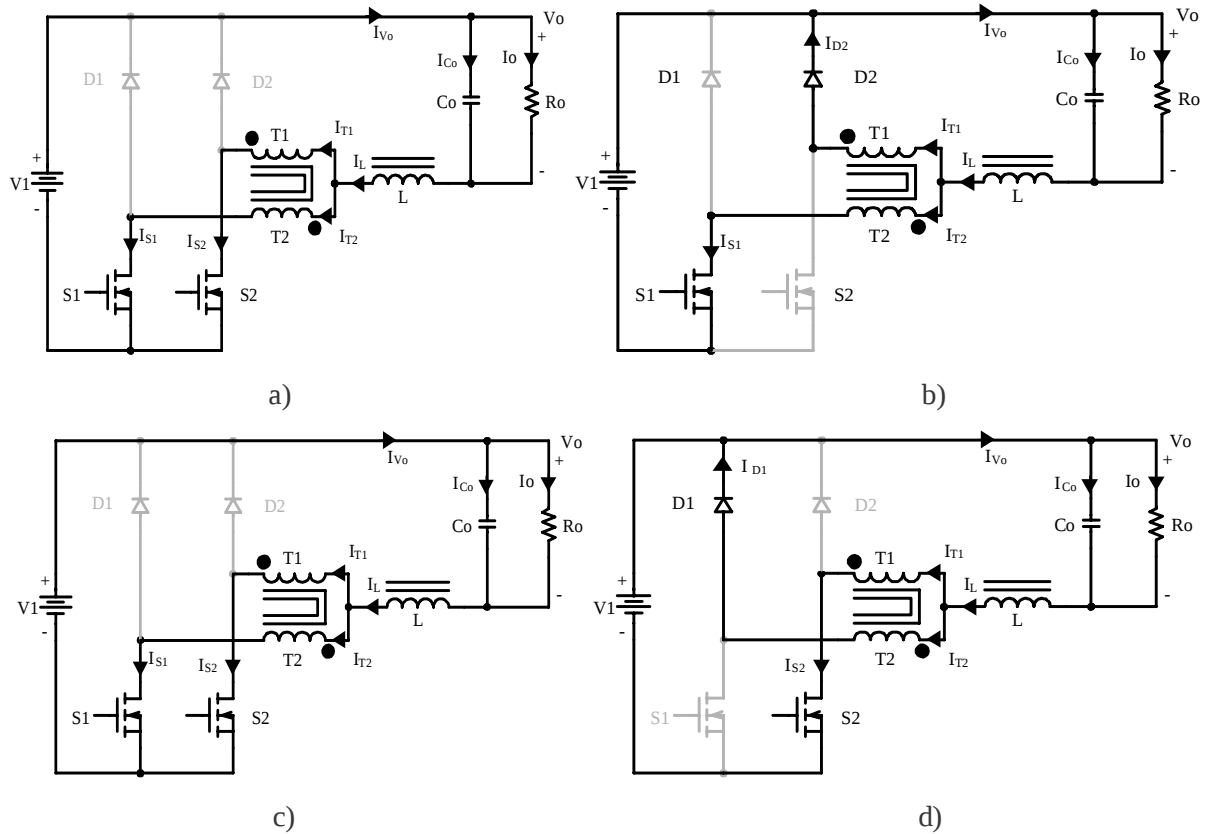


Fig. 2.10 – Etapas de operação no MCC.

As principais formas de onda de tensão e de corrente nos diferentes dispositivos, tanto passivos como ativos, num período de comutação T , estão ilustradas na Fig. 2.11. As formas de onda são traçadas segundo os sinais do comando PWM aplicados nos interruptores S_1 e S_2 .

Na Fig. 2.11 observa-se que a corrente de carga I_o não possui ondulação em condução e a corrente de saída I_{V_o} possui baixa ondulação. O comportamento é similar ao do conversor *buck* clássico, porém a frequência destas correntes é o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Isto significa que pode haver uma redução de peso e de volume nos elementos reativos.

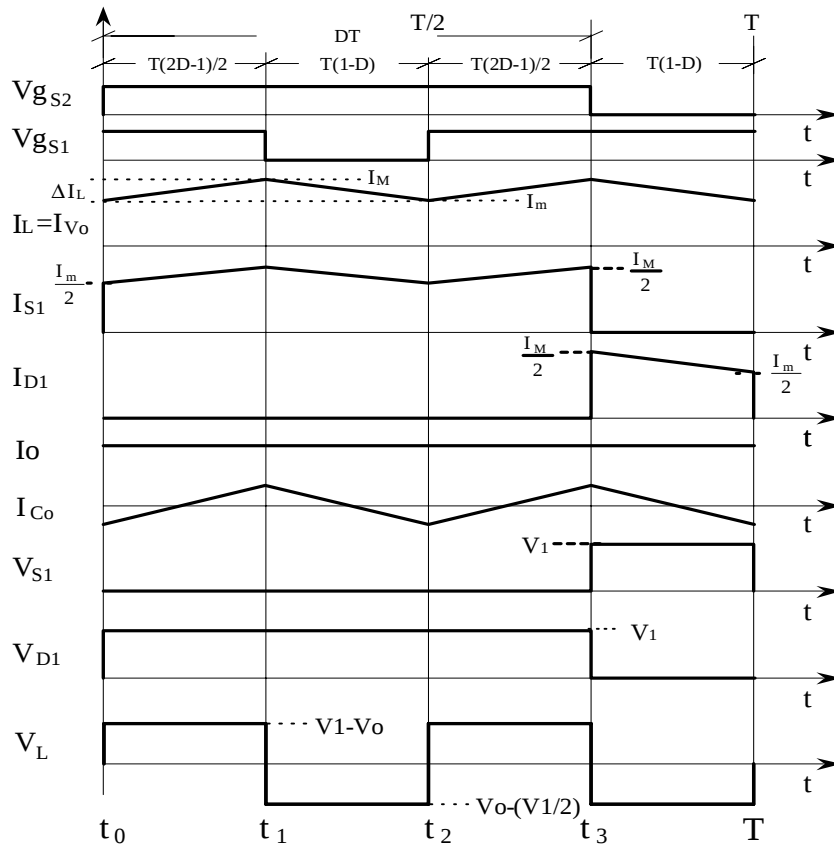


Fig. 2.11 – Principais formas de onda idealizadas.

2.4.1.a – GANHO ESTÁTICO

O ganho estático é obtido através da variação de corrente no indutor *buck* do conversor.

$$\Delta I_{L(t_1-t_0)} = \Delta I_{L(t_2-t_1)} \quad (2.31)$$

Utilizando as formas de onda da Fig. 2.3 e isolando ΔI_L das expressões (2.29) e (2.30) obtém-se a expressão (2.32).

$$V_1 - V_0 \cdot (t_1 - t_0) = V_0 - \frac{V_1}{2} \cdot (t_2 - t_1) \quad (2.32)$$

Neste modo de operação os intervalos de tempo num período de comutação T , em função da razão cíclica D , são expressos por (2.33):

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ t_2 - t_1 = T \cdot (1 - D) \\ t_3 - t_2 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ T - t_3 = T \cdot (1 - D) \end{cases} \quad (2.33)$$

A partir de (2.32) em (2.33) obtém-se o ganho estático do conversor, dado pela expressão (2.34).

$$G_v = \frac{V_0}{V_1} = D \quad (2.34)$$

Observando a expressão (2.34), chega-se a conclusão que o ganho estático neste modo de condução também é igual à do conversor *buck* clássico da referencia [8]. Na Fig. 2.12 é traçada a relação das tensões de saída e de entrada em função da razão cíclica do conversor.

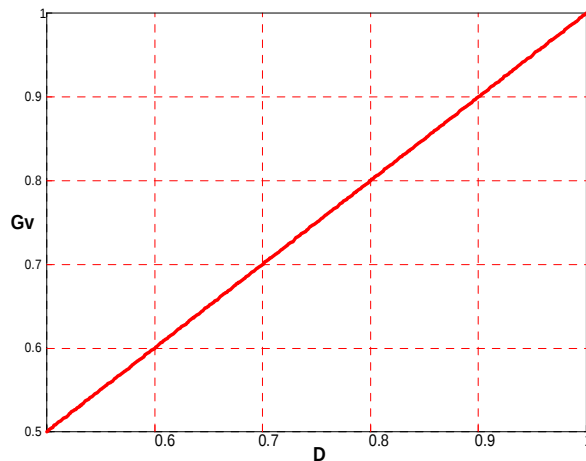


Fig. 2.12 – Ganho estático em função da razão cíclica (modo de condução contínua para operação com $D < 1$).

2.4.2 – MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Este modo de condução do conversor acontece quando a corrente que circula através do indutor L atinge zero antes de completar meio período de comutação, não havendo transferência de potência da fonte de entrada para a carga a partir deste instante.

Neste modo de condução ocorrem seis etapas de operação num período (T) de

comutação. Observa-se que algumas etapas de operação do modo de condução descontínua são similares às etapas de operação do modo de condução contínua. A diferença se dá no final dos estágios 2 e 5, onde, para o modo de condução descontínua, a corrente que circula através do indutor torna-se zero, não existindo transferência de potência da fonte para carga. As principais formas de onda de tensão e de corrente que circula através dos diferentes componentes do conversor, num período de comutação T , estão mostradas na Fig. 2.10. As formas de onda são traçadas segundo o comando PWM aplicado nos interruptores S1 e S2.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$)

Esta etapa de operação é igual à primeira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.10a. A equação diferencial da corrente que circula através do indutor L , durante o intervalo de tempo que S1 está fechado, é expressa por (2.29).

Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$)

Esta etapa de operação é igual à segunda etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.10b. A equação diferencial da corrente que circula através do indutor L é expressa por (2.30).

Terceira etapa ($t_2 < t < t_3$)

No instante $t=t_2$, a corrente que circula através do indutor L se anula e não existe transferência de potência da fonte de entrada para a carga. Os diodos D1 e D2 deixam de conduzir assim que a corrente neles se anula e os interruptores S1 e S2 permanecem bloqueados. Nesta etapa o capacitor C fornece energia para a carga. Esta etapa termina quando o interruptor S2 entra em condução, como é mostrado na Fig. 2.13.

Quarta etapa ($t_3 < t < t_4$)

Esta etapa de operação é igual à terceira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.10c.

Quinta etapa ($t_4 < t < t_5$)

Esta etapa de operação é igual à terceira etapa para o modo de condução contínua mostrada na Fig. 2.10c.

Sexta etapa ($t_5 < t < T$)

Esta etapa idêntica à terceira etapa para este modo de operação. O caminho de circulação de corrente esta em negrito na descontinua mostrada na Fig. 2.13.

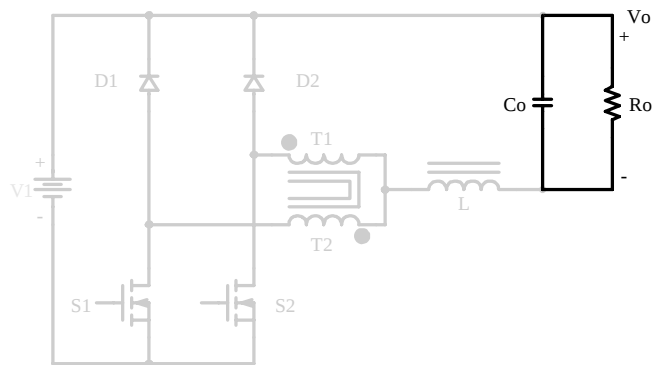


Fig. 2.13 – 3ª e 6ª etapas de operação no MCD

2.4.2.a– GANHO ESTÁTICO

O ganho estático é determinado a partir do valor médio da corrente através dos diodos D1 e D2, que é igual à corrente de carga I_o . Portanto, a partir da forma de onda da corrente de I_{v_o} mostrada na Fig. 2.14, e aplicando a definição do valor médio expressão (2.7), obtém-se a expressão (2.35).

$$I_o = \frac{I_M}{2} [(2 \cdot D - 1) + \frac{t_x}{T}] \quad (2.35)$$

I_M é obtida a partir da variação da corrente através do indutor durante a primeira etapa de operação ($\Delta t_1 = t_1 - t_0 = T(2 \cdot D - 1)/2$), expressa por (2.36). t_x é obtida a partir da variação do fluxo magnético no indutor L num período de comutação, expressa por (2.37).

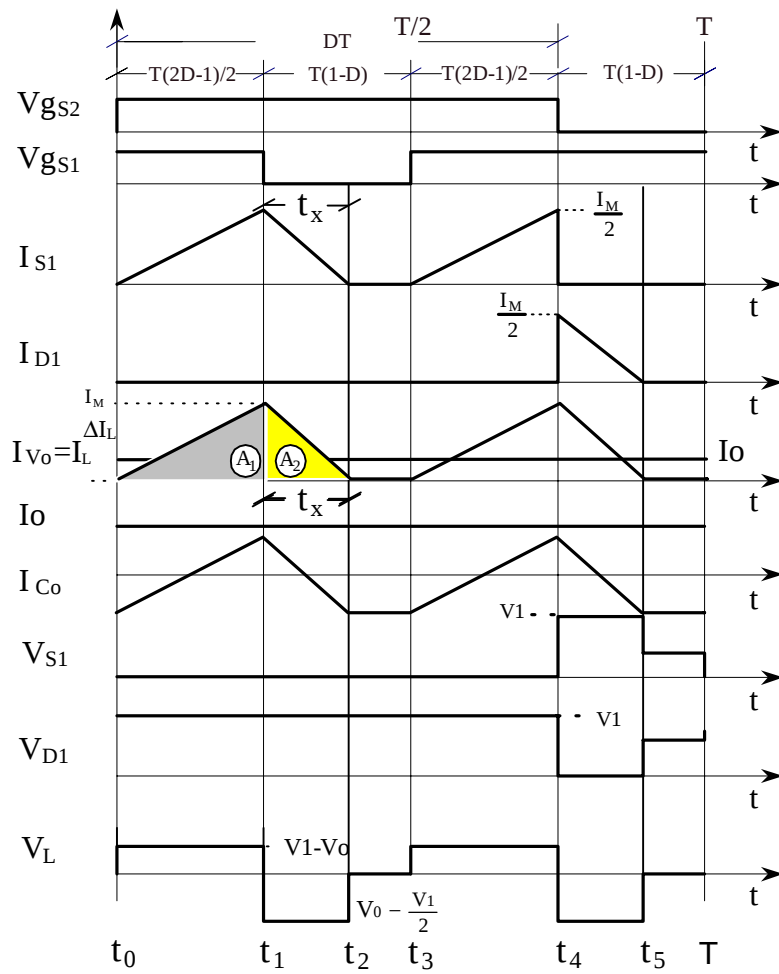


Fig. 2.14 - Principais formas de onda idealizadas.

$$I_M = \frac{(V_1 - 2 \cdot V_0)}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T \quad (2.36)$$

$$t_x = \frac{(V_1 - 2 \cdot V_0)}{2 \cdot V_0} \cdot D \cdot T \quad (2.37)$$

Substituindo os valores de I_M e t_x em (2.35), obtém-se a expressão (2.38).

$$I_o = \frac{T \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot (V_1 - V_0)}{4 \cdot L} \cdot \left(2 \cdot D - 1 + \left(\frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (V_1 - V_0)}{2 \cdot V_1 - V_0} \right) \right) \quad (2.38)$$

Definindo G_v como sendo o ganho estático, o parâmetro γ é a expressão de I_o parametrizado, como mostra a expressão (2.39).

$$\gamma = \frac{4 \cdot L \cdot I_o}{V_1 \cdot T} = (2 \cdot D - 1)^2 \cdot \left[(1 - G_v) + \left(\frac{2 \cdot G_v^2 - 4 \cdot G_v + 2}{2 \cdot G_v - 1} \right) \right] \quad (2.39)$$

Isolando o ganho estático G_v em (2.39), chega-se na expressão (2.40).

$$G_v = \frac{\gamma + (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot \gamma + (2 \cdot D - 1)} \quad (2.40)$$

2.4.3– MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

O funcionamento do conversor no modo de condução crítica dá-se no limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Portanto, para estudar este modo de condução são aproveitados os estudos realizados nos modos de condução contínua e descontínua.

As formas de onda da corrente através do indutor L e da tensão sobre ele são mostradas na Fig. 2.15. Neste caso a corrente mínima I_m através do indutor, no modo de condução contínua, torna-se igual a zero. Desta maneira, a ondulação da corrente através do indutor é igual à corrente máxima ($\Delta I_L = I_M$).

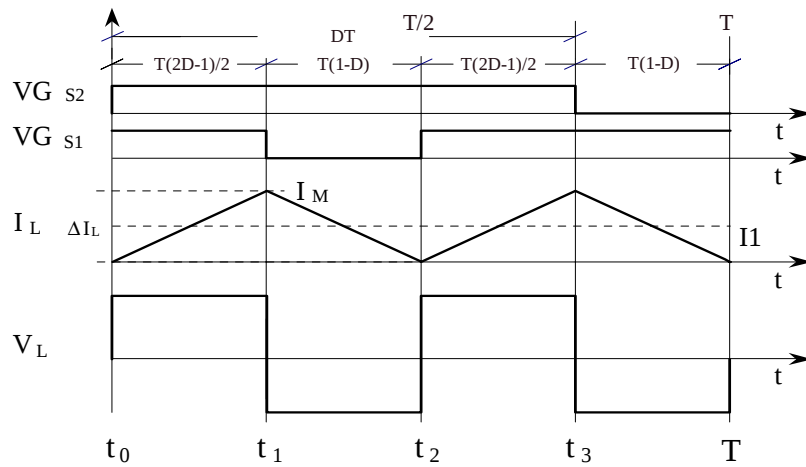


Fig. 2.15 - Principais formas de onda idealizadas.

2.4.3.a–GANHO ESTÁTICO

No modo de condução crítica os ganhos estáticos calculados nos modos de condução contínua e descontínua são iguais. A partir desta definição determina-se a razão cíclica crítica D_{crit} , apresentada na expressão (2.42).

$$D_{crit} = \frac{\gamma + 4 \cdot D_{crit}^2 - 4 \cdot D_{crit} + 1}{2 \cdot \gamma + 4 \cdot D_{crit}^2 - 4 \cdot D_{crit} + 1} \quad (2.41)$$

$$D_{\text{crít}} = \frac{3}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot \sqrt{1-8 \cdot \gamma} \quad (2.42)$$

A expressão do ganho estático no modo de condução crítica do conversor está apresentada na expressão (2.43).

$$G_{V\text{crít}} = D_{\text{crít}} = \frac{3}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot \sqrt{1-8 \cdot \gamma} \quad (2.43)$$

2.4.4 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir dos ganhos estáticos calculados para os três modos de condução a característica de saída do conversor é apresentada na Fig. 2.16. Estas curvas são genéricas devido à parametrização adotada.

Na Fig. 2.16 a região 1 corresponde ao modo de condução descontínua e na região 2, ao modo de condução contínua.

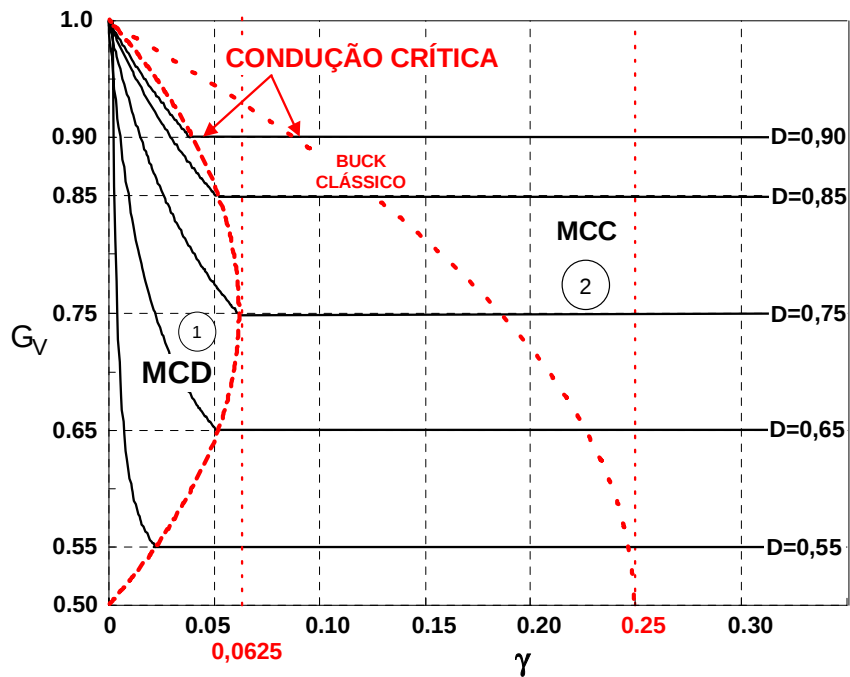


Fig. 2.16 – Característica de saída.

Da mesma maneira que para o conversor *buck* clássico, no modo de condução descontínua, observa-se que a tensão de saída varia em função da corrente de carga. Esta forma de operação é evitada na maioria das aplicações, pois introduz uma não-linearidade e, sobretudo, porque dificulta o controle do sistema do qual faz parte o conversor.

Deve-se salientar que o valor máximo do ganho estático crítico do conversor dá-se em $\gamma=0,0625$ para razão cíclica igual a 0,75, e no caso do conversor *buck* clássico, dá-se em $\gamma=0,25$ para razão cíclica igual a 0,5 [8]. Isto significa que o limite de operação no modo de condução descontínua do *buck* clássico é em torno de quatro vezes maior, sendo uma vantagem do conversor proposto. Em outras palavras pode-se dizer que o valor da indutância do indutor do conversor *buck* de três estados é um quarto do valor da indutância do conversor *buck* clássico[8], como pode ser comprovado na Fig. 2.17.

2.4.5 - ONDULAÇÃO DE CORRENTE E INDUTÂNCIA CRÍTICA

A ondulação da corrente que circula através do indutor é determinada com ajuda da Fig. 2.11 onde:

$$\Delta I_L = \frac{(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot T \cdot V_1}{2 \cdot L} \quad (2.44)$$

A expressão (2.44) é normalizada em (2.45).

$$\beta = \frac{L \cdot \Delta I_L}{T \cdot V_1} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2} \quad (2.45)$$

A expressão (2.45) é apresentada graficamente na Fig. 2.17. Nesta figura observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,75 e o parâmetro β é igual a 0,0625.

Dado um determinado valor de ondulação de corrente (ΔI_L), pode-se isolar (L) na expressão (2.46) e calcular o valor da indutância, equação (2.46).

$$L = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D) \cdot T \cdot V_1}{2 \cdot \Delta I_L} = \beta \cdot \frac{T \cdot V_1}{\Delta I_L} \quad (2.46)$$

Substituindo o valor do parâmetro β do ponto de máxima ondulação, obtém-se a expressão (2.47).

$$L = \frac{T \cdot V_1}{16 \cdot \Delta I_L} \quad (2.47)$$

A indutância crítica do indutor $L_{\text{crít}}$ do conversor que garante o modo de condução contínua é determinada a partir do parâmetro γ que depende da corrente de carga. Logo, γ é obtido a partir do modo de condução crítica. Assim obtém-se a expressão (2.48).

$$\gamma = \frac{2 \cdot L_{\text{crít}} \cdot I_o}{V_1 \cdot T} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2} \quad (2.48)$$

De (2.48), obtém-se a indutância crítica $L_{\text{crít}}$, dada pela expressão (2.49).

$$L_{\text{crít}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D) \cdot V_1 \cdot T}{4 \cdot I_o} = \gamma \cdot \frac{V_o \cdot T}{4 \cdot I_o} \quad (2.49)$$

A indutância crítica como uma função da razão cíclica é mostrada graficamente na Fig. 2.17b. Nesta figura observa-se que o máximo valor da indutância ocorre quando a razão cíclica é igual a 0,75. Substituindo este valor em (2.49), obtém-se a expressão (2.50).

$$L_{\text{crít}} = \frac{V_1 \cdot T}{32 \cdot I_o} \quad (2.50)$$

Comparando a equação (2.50) e (2.24), percebe-se que são equações iguais. Este fato é decorrente da simetria da célula B de três estados na operação para $D < 0,5$ e $D > 0,5$, o que não acontece com as outras células de três estados.

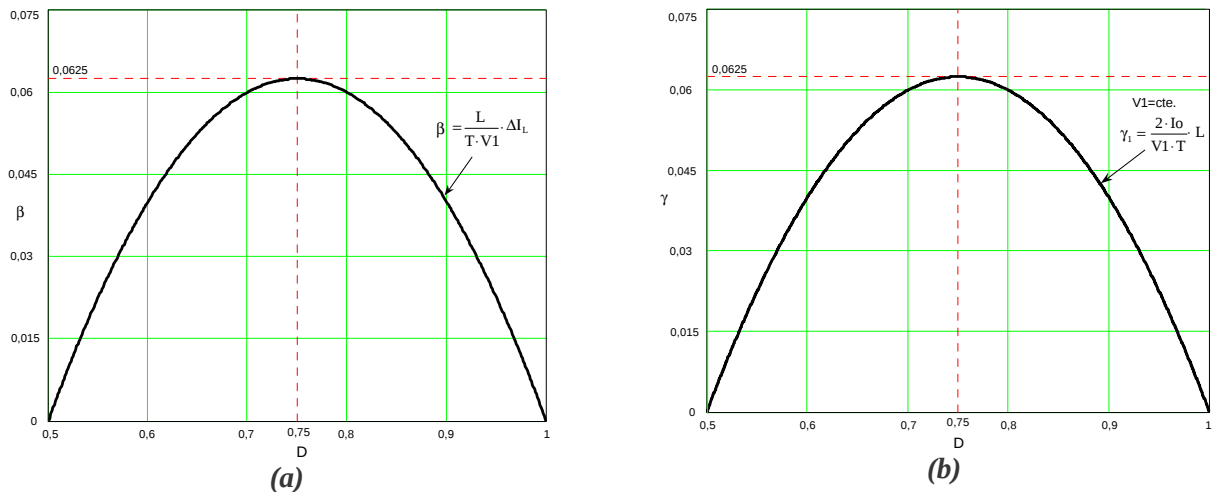


Fig. 2.17 – a) Ondulação de corrente no indutor parametrizada – b) Indutância crítica parametrizada.

2.4.6– ONDULAÇÃO DE TENSÃO

O filtro capacitivo na saída serve para minimizar a ondulação de tensão causada pela ondulação de corrente. No modo de condução contínua, a ondulação de tensão é calculada com ajuda da expressão (2.51). [6]

$$\Delta V = \frac{\Delta I_L}{2\pi f_L \Delta V_C C} \quad (2.51)$$

Considerando a frequência do *ripple* de tensão de saída o dobro da frequência de chaveamento, obtém-se a expressão (2.54).

$$f_L = 2f_s \quad (2.52)$$

$$\Delta V = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s \Delta V_C C} \quad (2.53)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s \Delta V_C} \quad (2.54)$$

2.5 – GANHO ESTÁTICO E CARACTERÍSTICA DE SAÍDA TOTAL

A Fig. 2.18 apresenta o ganho estático total onde o ganho varia linearmente com a razão cíclica de 0 a 1 como no conversor *buck* clássico.

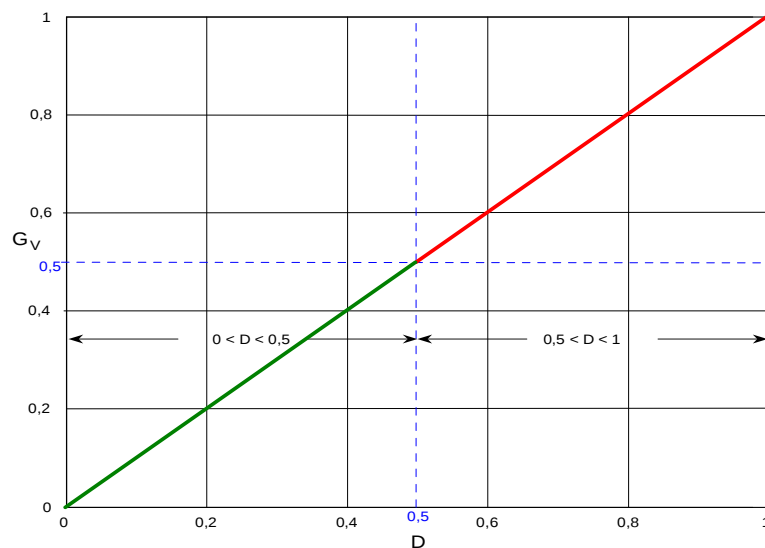


Fig. 2.18 - Ganho estático total

A característica de saída total é mostrada na Fig. 2.19. Nesta é realizado um aumento na escala horizontal para melhor visualização deste intervalo de variação da razão cíclica.

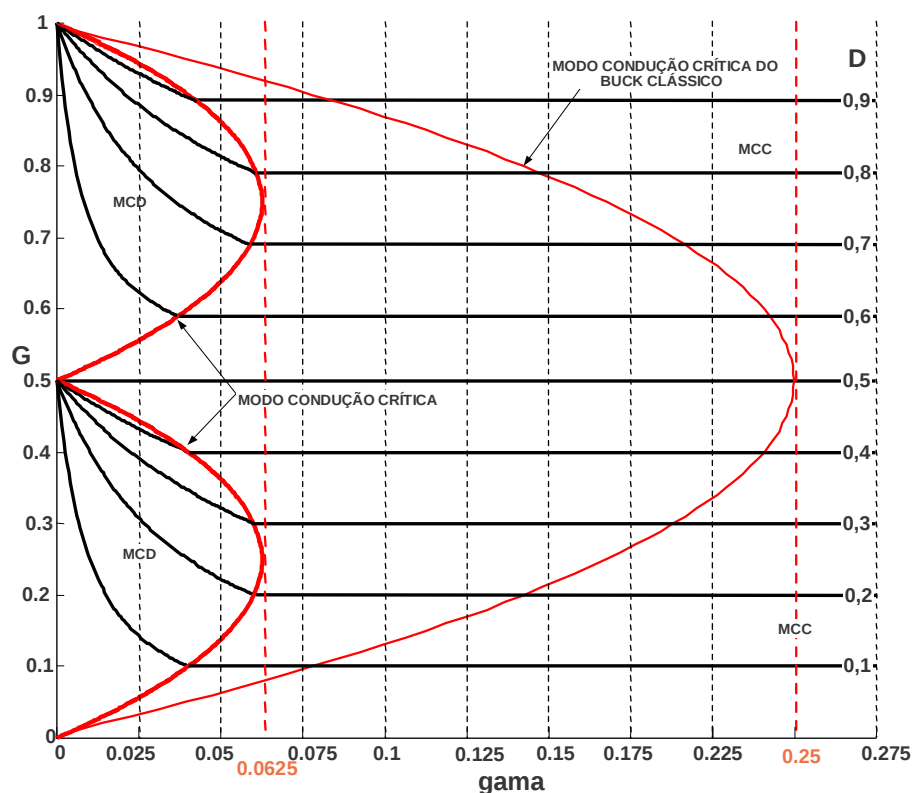


Fig. 2.19 – Característica de saída total

Os valores máximos do ganho estático crítico do conversor, tanto para razão cíclica menor quanto para maior que 0,5, dá-se em $\gamma=0,0625$. No caso do conversor *buck* clássico dá-se em $\gamma=0,25$ com razão cíclica igual a 0,5, como é mostrado em [8]. Isto significa que a área de operação no modo de condução descontínua é menor quando se utiliza o conversor *buck* com a célula de três estados. Principalmente para D igual a meio onde a região de descontinuidade é nula, e para o *buck* clássico é máxima. Esta forma de operação na maioria das aplicações é evitada, pois introduz uma não-linearidade e, sobretudo, porque dificulta o controle do sistema do qual faz parte o conversor, o que demonstra uma grande vantagem do conversor. Porém em aplicações onde deve se operar no mcd, o conversor *buck* de três estados, não é recomendado, pois, como possui uma pequena região de descontinuidade tem

seu controle ainda mais complexo. Além disso, a operação no mcd torna-se restrita para D maior ou menor que 0,5, pois pra D igual a meio ela não existe.

2.6- CONCLUSÕES

Neste capítulo a análise quantitativa e qualitativa do conversor *buck* CC-CC de três estados, gerado a partir da célula B, é desenvolvida para os modos de condução contínua, descontínua e crítica. Além disso, o comando dos interruptores caracterizam dois tipos de operação do conversor: operação com sobreposição dos pulsos ($0,5 \leq D < 1$) e operação sem sobreposição dos pulsos ($0 < D \leq 0,5$).

A partir da análise das figuras e dos ábacos, que mostram o ganho de tensão em função da carga parametrizada (γ), percebe-se que, análogo ao conversor *buck* clássico, a tensão de saída no modo de condução descontínua varia em função da corrente de carga I_o (parametrizada por γ). Esta região do modo de condução descontínua, para o conversor *buck* clássico, é maior que quatro vezes a região do modo de condução descontínua para o conversor *buck* em estudo, que utiliza a célula de comutação de três estados. Isto mostra uma grande vantagem do conversor *buck* utilizando a célula de três estados, pois esta forma de operação geralmente é evitada. Há a introdução de uma não-linearidade e, sobretudo, aumenta a dificuldade no controle do sistema ao qual faz parte o conversor.

Comparando as equações (2.50) e (2.24), percebe-se que elas são iguais. Este fato é decorrente da simetria da célula B de três estados na operação para $D < 0,5$ e $D > 0,5$.

CAPÍTULO III

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK UTILIZANDO A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS - OPERAÇÃO COM $D < 0,5$

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, com o objetivo de provar o princípio de funcionamento do conversor e apresentar uma metodologia de projeto serão realizados cálculos matemáticos dos esforços de tensão e de corrente que circula através dos interruptores, diodos, transformador, indutor e capacitor que compõem o conversor, no modo de condução contínua, para operação com razão cíclica menor que meio. Em seguida serão mostrados resultados de simulação digital, e resultados experimentais do conversor implementado. No próximo capítulo o mesmo será realizado, porém para razão cíclica menor que 0,5.

3.2 - ANÁLISES DE ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

3.2.1- EXPRESSÕES BÁSICAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de ondas de corrente através dos componentes do conversor, mostradas na Fig. 2.3. Estas expressões regem cada etapa de operação dentro de um período de comutação.

Os parâmetros dos valores médios de tensão e de corrente de saída são definidos em função da razão cíclica e dos parâmetros de entrada (V_1 e I_1), considerando a potência de entrada igual a de saída, como expressam (3.1) e (3.2).

$$V_0 = D \cdot V_1 \quad (3.1)$$

$$I_1 = D \cdot I_0 \quad (3.2)$$

A corrente instantânea através do indutor L é definida pela expressão (3.5). Onde a corrente máxima I_M e mínima I_m através do indutor são definidas pelas expressões (3.3) e (3.4).

$$I_M = I_0 + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L} \quad (3.3)$$

$$I_m = I_0 - \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L} \quad (3.4)$$

Onde

T período de comutação do interruptor

L indutância do indutor L

$$i_L(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.5)$$

A corrente instantânea através do interruptor S1 é definida pela expressão (3.6).

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.6)$$

A corrente instantânea através do diodo D1 é definida pela expressão (3.7).

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.7)$$

A corrente instantânea sobre o enrolamento T1 do transformador T é definida pela expressão (3.8).

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_m}{2} - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_m}{2} - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.8)$$

A corrente instantânea sobre o capacitor C é definida pela expressão (3.9).

$$i_C(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} - I_0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_m - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} - I_0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} - I_0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_m - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} - I_0 & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.9)$$

3.2.2 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO CONVERSOR

3.2.2.a- INDUTOR L

A corrente eficaz que circula através do indutor é definida pela expressão (3.10).

$$I_{efL} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[I_m + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-2 \cdot D) \cdot T} \left[I_m - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} \right]^2 dt} \quad (3.10)$$

Solucionando a expressão (3.10), chega-se a expressão (3.11)

$$I_{efL} = \sqrt{I_0^2 + \left[\frac{V_1^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2} \right]} \quad (3.11)$$

A máxima corrente de pico através do indutor esta dada pela equação (3.12) e (3.13).

$$I_{pL} = I_m \quad (3.12)$$

$$I_{pL} = I_0 + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L} \quad (3.13)$$

3.2.2.b - TRANSFORMADOR T

A máxima tensão sobre os enrolamentos do transformador é definida pela expressão (3.14).

$$V_{T1} = \frac{V_1}{2} \quad (3.14)$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador está dada pela equação (3.15).

$$I_{ef T1} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{I_0^2 + \left[\frac{V_1^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2} \right]} \quad (3.15)$$

A máxima corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador esta dada pela equação (3.16).

$$I_{pT1} = \frac{I_M}{2} \quad (3.16)$$

$$I_{pT1} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L} \quad (3.17)$$

3.2.2.c - INTERRUPTORES S1 E S2

A máxima tensão sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é definida pela expressão (3.18).

$$V_{S1} = V_1 \quad (3.18)$$

A corrente média sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é definida pela expressão (3.19). Este valor é definido com a possibilidade de ser utilizados interruptores do tipo IGBT.

$$I_{mS1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} dt \quad (3.19)$$

$$I_{mS1} = \frac{1}{2} \cdot I_o \cdot D \quad (3.20)$$

A corrente eficaz sobre os interruptores S1 e S2 é definida pela expressão (3.21). Esta expressão é importante para a escolha dos interruptores do tipo MOSFET

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} \right]^2 dt} \quad (3.21)$$

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{D}{4} \cdot \left[I_o^2 + \left[\frac{V_1^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2} \right] \right]} \quad (3.22)$$

A máxima corrente de pico através dos interruptores S1 e S2 esta dada pela expressão (3.24).

$$I_{pS1} = \frac{I_M}{2} \quad (3.23)$$

$$I_{pS1} = \frac{I_o}{2} + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L} \quad (3.24)$$

3.2.2.d - DIODOS D1 E D2

A tensão reversa máxima sobre os diodos D1 e D2 é igual a tensão de entrada conforme apresentado na expressão (3.25).

$$V_{D1} = V_1 \quad (3.25)$$

A corrente média que circula através dos diodos é definida pela expressão (3.26).

$$I_{mD1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-2 \cdot D) \cdot \frac{T}{2}} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{2 \cdot L} \right]^2 dt} \quad (3.26)$$

A máxima corrente de pico repetitivo através dos diodos esta dada pela expressão (3.28).

$$I_{pD1} = \frac{I_M}{2} \quad (3.27)$$

$$I_{pD1} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L} \quad (3.28)$$

3.2.2.e – CAPACITOR

A máxima tensão sobre o capacitor é definida pela expressão (3.29).

$$V_C = V_0 \quad (3.29)$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor é definida pela expressão (3.30).

$$I_{efCo} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left(I_m + \frac{V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} - I_0 \right)^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2}} \left(I_M - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} - I_0 \right)^2 dt} \quad (3.30)$$

A ondulação da corrente que circula através do capacitor é definida pela expressão (3.31).

$$\Delta I_C = 2 \cdot \left(\frac{V_1 \cdot (1 - D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L} \right) \quad (3.31)$$

3.3 - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O procedimento de projeto de um conversor abaixador CC-CC PWM baseado na célula de comutação de três estados é apresentado nesta seção. A Fig. 3.4 mostra o conversor proposto para o dimensionamento.

$V_1 = 200 \text{ V}$	tensão de entrada;
$V_0 = 60 \text{ V}$	tensão de saída;
$P_o = 1 \text{ kW}$	potência de saída;
$f_s = 30 \text{ kHz}$	freqüência de comutação dos interruptores;
$I_o = 16,67 \text{ A}$	corrente de carga;
$\Delta I_L = 3,33 \text{ A}$	Ondulação de corrente através de L (20% de I_o);
$\Delta V = 0,60 \text{ V}$	Ondulação de tensão sobre C_o (1% da tensão de saída V_o).

A partir das especificações, obtém-se o ganho estático de tensão.

$$G_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{60}{200} = 0,30$$

A razão cíclica para manter esse ganho estático deve ser:

$$D = \frac{V_o}{V_1} = \frac{60}{200} = 0,30$$

3.3.1 - PROJETO E ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Para simplificar a metodologia de projeto, os esforços de tensão e corrente que circula através dos componentes do conversor são obtidos para condições nominais de funcionamento.

3.3.1.a - INDUTOR L

A seguir são realizados o cálculo da indutância, o cálculo dos esforços e o projeto do indutor.

- **Cálculo da Indutância**

O valor da indutância do indutor é obtido a partir da expressão.

$$L = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot D \cdot V_1 \cdot T}{2 \cdot \Delta I_L} = \frac{(1-2 \cdot 0,3) \cdot 0,3 \cdot 200 \cdot 33,33 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3,33} = 120 \mu H$$

- **Projeto físico do indutor**

Os projetos de elementos magnéticos estão baseados em [9],[10].

A corrente eficaz que circula através do indutor é obtida a partir da expressão (3.10).

$$I_{efL} = \sqrt{I_o^2 + \left[\frac{V_1^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2} \right]} = 16,69 \text{ A}$$

A corrente de pico através do indutor é obtida a partir da expressão (3.13).

$$I_{pL} = I_o + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L} = 18,33 \text{ A}$$

- **Escolha do Núcleo:**

O produto de áreas é determinado pela expressão (3.32).

$$A_p = \frac{L \cdot I_{pL} \cdot I_{efL}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (3.32)$$

Onde:

$A_p = A_w \cdot A_e$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,7$ fator de utilização da janela;

$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$ máxima densidade de corrente;

$B_{max} = 0,25 \text{ T}$ máxima excursão de densidade de fluxo magnético;

$L = 120 \text{ } \mu\text{H}$ indutância do indutor;

Com estes valores o produto de áreas calculado resulta:

$$A_p = 5,25 \text{ cm}^4$$

O núcleo de ferrite selecionado é o EE-55/28/21 - IP12 (Thornton), cujos dados são indicados a seguir:

$$A_p = 8,85 \text{ cm}^4 ; A_e = 3,54 \text{ cm}^4 ; A_w = 2,5 \text{ cm}^2 ; l_t = 11,6 \text{ cm} ; V_e = 42,5 \text{ cm}^3$$

- **Cálculo do Número de Espiras:**

O número de espiras é calculado através da expressão (3.33):

$$N_L = \frac{L \cdot I_{pL}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 24,86 \text{ espiras} \quad (3.33)$$

Para o projeto é assumido $N_L = 25$ espiras.

- **Cálculo do Entreferro:**

O entreferro é calculado utilizando a expressão (3.34). A constante de permeabilidade magnética do vácuo é $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_L^2 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} = 0,23 \text{ cm} \quad (3.34)$$

- **Dimensionamento dos Condutores:**

Já a corrente que circula através do indutor é continua, as perdas por efeito skin são desprezadas.

Através da expressão (3.35) é determinada a seção do condutor para conduzir o nível de corrente desejado.

$$s_L = \frac{I_{ef L}}{J_{max}} = 0,042 \text{ cm}^2 \quad (3.35)$$

Para projeto é escolhido o fio esmaltado com os seguintes dados: $S_f = 0,002582 \text{ cm}^2$ (23 AWG) sem isolamento, $S_{fiso} = 0,003221 \text{ cm}^2$ com isolamento, resistência linear $R_f = 0,000892 \text{ } \Omega/\text{cm}$ a 100°C .

Para conseguir o valor da seção expressa por (3.35) utilizando o fio escolhido, são associados fios em paralelo segundo a expressão (3.36).

$$n_L = \frac{S_L}{s_f} = 15 \text{ fios} \quad (3.36)$$

- **Cálculo do fator de utilização da janela:**

O fator de utilização da janela é encontrado pela expressão (3.37).

$$Ku = \frac{n_L \cdot N_L \cdot S_{fio}}{A_w} = 0,42 \quad (3.37)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7. Conseqüentemente, a montagem não apresentará problemas de falta de espaço.

- **Cálculo Térmico:**

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas pela expressão (3.38)

$$\text{considerando a variação do fluxo igual a: } \Delta B = \frac{\Delta I_{pL}}{I_{pL}} \cdot B_{max} = 0,04 \text{ T}$$

$$P_{\text{magL}} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot F_L + K_E \cdot F_L^2) \cdot V_e = 0,098 \text{ W} \quad (3.38)$$

Onde:

$f_L = 2 \cdot f_s = 60 \text{ kHz}$	frequência de operação do indutor;
$\Delta B = 0,03 \text{ T}$	variação de fluxo magnético;
$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$	coeficiente de perdas por histerese;
$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$	coeficiente de perdas por correntes parasitas;
$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$	volume do núcleo.

As perdas no cobre são calculadas pela expressão (3.39).

$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ resistividade do cobre a 70°C .

$$P_{\text{CUL}} = \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_L \cdot I_{\text{efL}}^2}{n_L \cdot S_f} = 4 \text{ W} \quad (3.39)$$

- **Resistência térmica:**

A resistência térmica do núcleo é determinada pela expressão (3.40).

$$R_{\text{th}} = 59,28 \cdot (V_e)^{-0,544} = 7,71^\circ \text{C/W} \quad (3.40)$$

- **Elevação de Temperatura:**

O valor da elevação de temperatura é determinado pela expressão (3.41). [11]

$$\Delta T_L = R_{\text{th}} \cdot (P_{\text{mag}} + P_{\text{Cu}}) = 30,607^\circ \text{C} \quad (3.41)$$

3.3.1.b - TRANSFORMADOR T

A seguir são realizados cálculos dos esforços e o projeto do transformador.

- **Esforços de Tensão e Corrente**

A máxima tensão sobre os enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (3.14).

$$V_{T1} = \frac{V_1}{2} = 100 \text{ V}$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (3.15).

$$I_{ef T1} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{I_0^2 + \left[\frac{V_1^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2} \right]} = 8,35 \text{ A}$$

A máxima corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (3.17).

$$I_{pT1} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L} = 9,17 \text{ A}$$

- **Projeto Físico do transformador**

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

- A relação de transformação do transformador é unitária;
- O transformador processa somente 50% da energia envolvida.

Nota: O transformador é projetado da mesma maneira que o transformador do conversor ponte completa (full bridge)

- **Escolha do Núcleo:**

O produto de área é determinado pela expressão (3.42).

$$A_p = \frac{\frac{P_o}{2}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot j_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot (2 \cdot F_s)} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (3.42)$$

Onde:

$A_p = A_w \cdot A_e$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$k_t = 1$ fator de topologia;

$k_u = 0,4$ fator de utilização de área 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 cálculo do produto de área é igual a:

$$A_p = 2,38 \text{ cm}^4$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o núcleo NEE-42/21/20 - IP12 (thornton), cujas características são indicadas a seguir:

$$A_p = 3,768 \text{ cm}^4 ; A_e = 2,4 \text{ cm}^2 ; A_w = 1,57 \text{ cm}_2 ; l_t = 12 \text{ cm} ; V_e = 23,3 \text{ cm}^3 .$$

- **Cálculo do número de espiras**

O número de espiras dos dois enrolamentos é calculado através da expressão (2.76)

$$N_{\text{TI}} = \frac{\frac{V_o}{2}}{4 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot F_s} \cdot 10^4 = 13,89 \text{ espiras} \quad (3.43)$$

Foram adotadas 14 espiras para cada enrolamento.

- **Dimensionamento dos Condutores**

A bitola do fio é definida considerando o efeito skin calculado pela expressão (3.44).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot F_s}} = 0,031 \text{ cm} \quad (3.44)$$

O diâmetro é definido pela expressão (3.45).

$$d_f = 2 \cdot \Delta = 0,0059 \text{ cm} \quad (3.45)$$

Para o projeto do transformador é escolhido o fio esmaltado com os seguinte dados:

$S_f = 0,005176 \text{ cm}^2$ (20 AWG) sem isolamento, $S_{\text{fiso}} = 0,006244 \text{ cm}^2$ com isolamento, com isolamento e resistência linear $R_f = 0,000445 \Omega/\text{cm}$ a 100°C .

Através da expressão (3.46) é determinada a seção do conjunto de fios a ser utilizado nos enrolamentos do transformador. O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (3.47).

$$S_{Tl} = \frac{I_{efTl}}{J_{max}} = 0,02384 \text{ cm}^3 \quad (3.46)$$

$$n_{Tl} = \frac{S_{Tl}}{S_f} = 5 \text{ fios} \quad (3.47)$$

- **Cálculo do fator de utilização da janela:**

$$k_u = 2 \cdot \frac{n_T \cdot N_T \cdot S_{fiso}}{A_w} = 0,42 \quad (3.48)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,45. Portanto, a montagem não apresentará problemas por falta de espaço físico.

- **Cálculo térmico:**

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas pela expressão (2.82).

$$P_{magTl} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot F_T + K_E \cdot F_T^2) \cdot V_e = 0,94 \text{ W} \quad (3.49)$$

Onde:

$f_T = f_s = 30.000 \text{ Hz}$	freqüência de operação do transformador;
$\Delta B = 0,15 \text{ T}$	variação de fluxo magnético;
$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$	coeficiente de perdas por histerese;
$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$	coeficiente de perdas por correntes parasitas;
$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$	volume do núcleo.

As perdas no cobre dos dois enrolamentos são calculadas pela expressão (3.50).

$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$: resistividade do cobre a 70°C .

$$P_{CuT} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_{TI} \cdot I_{eff}^2}{n_{TI} \cdot S_f} = 1,96W \quad (3.50)$$

- **Resistência Térmica:**

A resistência térmica do núcleo pode ser determinada pela expressão (3.51).

$$R_{th} = 59,28 \cdot (V_e)^{-0,544} = 10,69 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.51)$$

- **Elevação de temperatura**

O valor é determinado pela expressão (3.52).

$$\Delta T_T = R_{th} \cdot (P_{magT} + P_{CuT}) = 43,83^\circ\text{C} \quad (3.52)$$

A elevação de temperatura ambiente do núcleo é aceitável, considerando que a mesma será somada à temperatura ambiente de 40°C .

3.3.1.c - INTERRUPTORES S1 E S2

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente são apresentados a seguir:

- **Esforços de tensão e de Corrente**

A máxima tensão sobre os interruptores é obtida a partir da expressão (3.18):

$$V_{sl} = V_l = 200V$$

A corrente media dos interruptores é obtida a partir da expressão (3.20):

$$I_{msl} = \frac{1}{2} \cdot I_o \cdot D = 2,5A$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores é obtida a partir da expressão (3.22):

$$I_{efsl} = \sqrt{\frac{D}{4} \cdot [I_o^2 + \frac{V_l^2 \cdot T^2 \cdot D^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{48 \cdot L^2}} = 4,57A$$

Foi escolhido o MOSFET 5015VBR da APT (*advanced Power Technology*) [12] que apresenta os seguintes dados:

$V_{DS} = 500 \text{ V}$	tensão drain-source;
$I_D = 32 \text{ A}$	corrente de dreno;
$R_{DSon} = 0,15 \text{ } \Omega$	resistência drain-source;
$t_r = 14 \text{ ns}$	tempo de subida da corrente;
$t_f = 11 \text{ ns}$	tempo de descida da corrente.

- **Cálculos das perdas no interruptor**

A perda em condução em cada transistor é calculada pela expressão (3.53).

$$P_{cS1} = R_{DSon} \cdot I_{efS1}^2 = 3,14 \text{ W} \quad (3.53)$$

As perdas de comutação (entrada em condução e bloqueio) é calculada pela expressão (3.54).

$$P_{comS1} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{efS1} \cdot V_{S1} = 0,34 \text{ W} \quad (3.54)$$

A perda total em cada transistor é dada pela expressão (3.55).

$$P_{totS1} = P_{cS1} + P_{comS1} = 3,48 \text{ W} \quad (3.55)$$

3.3.1.d- DIODOS D1 E D2

Os cálculos dos esforços de tensão e de corrente são apresentados a seguir:

- **Esforços de tensão e de corrente**

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida a partir da expressão (3.25):

$$V_{DI} = V_I = 200 \text{ V}$$

A corrente média que circula através dos diodos é obtida a partir da expressão (3.26):

$$I_{mDI} = \frac{I_o}{2} \cdot (1 - D) = 5,83 \text{ A}$$

A corrente de pico através dos diodos é obtida a partir da expressão (3.28):

$$I_{pD1} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L} = 9,17 \text{ A}$$

Foi escolhido o diodo ultra-rápido RHRP840 da *FARCHILD* [13] que apresenta os seguintes dados:

$V_R = 600 \text{ V}$	tensão reversa;
$V_f = 2,1 \text{ V}$	queda de tensão em condução;
$I_f = 8 \text{ A}$	corrente de condução direta.

- **Cálculos das perdas no Diodo**

A perda em condução em cada diodo é calculada pela expressão(3.56).

$$P_{D1} = V_f \cdot I_{mD1} = 12,25 \text{ W} \quad (3.56)$$

3.3.1.e – RENDIMENTO TEÓRICO

Considerando todas as perdas teóricas calculadas nos itens anteriores, é possível determinar as perdas totais do conversor em condições de plena carga através da expressão (3.57).

$$P_{total} = P_L + P_T + 2 \cdot P_{S1} + 2 \cdot P_{D1} = 37,90 \text{ W} \quad (3.57)$$

O rendimento teórico do conversor em condições de plena carga é calculada pela expressão (3.58).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} = 96,35 \% \quad (3.58)$$

3.4- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para que possam ser comparados com resultados experimentais, são mostrados a seguir alguns resultados de simulação para razão cíclica menor que 0,5. Os dados do conversor simulado são mostrados neste capítulo no item 4.2. A partir da simulação em condições nominais são mostradas as principais formas de onda de tensão e de corrente do circuito. Os modelos de semicondutores são ideais, então não apresentam perdas, não sendo necessário corrigir a razão cíclica para obter o ganho de tensão esperado.

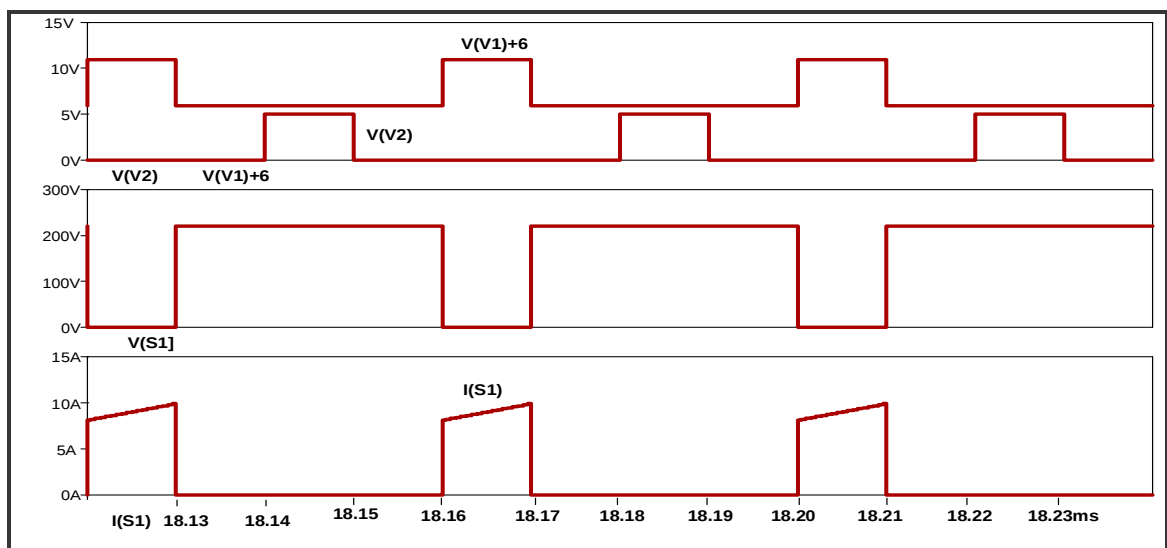


Fig. 3.1 - Sinais de comando em S1 e S2, Tensão e Corrente em S1.

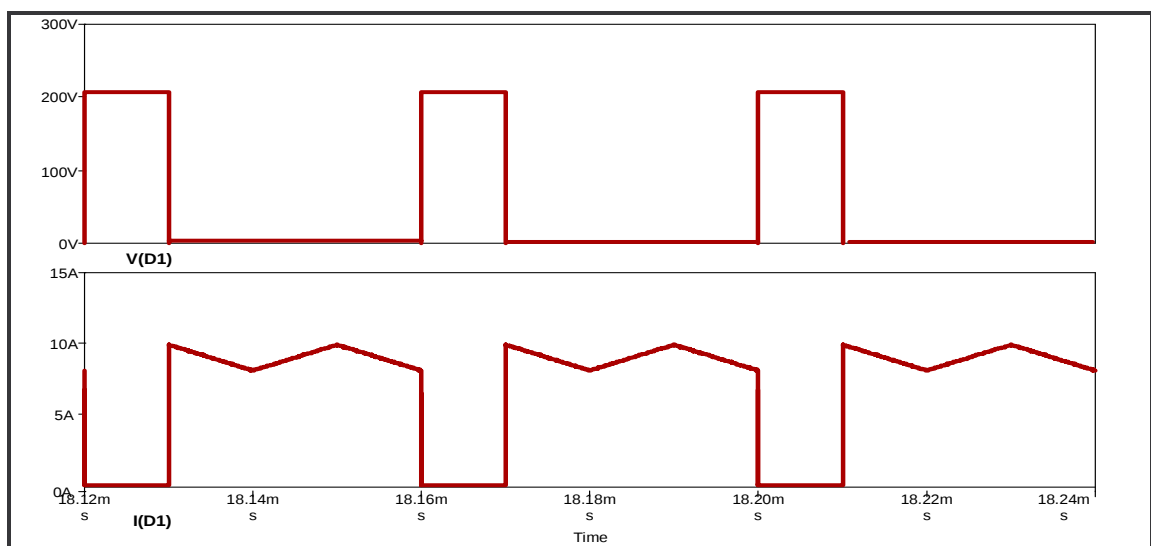


Fig. 3.2 - Tensão e corrente em D1.

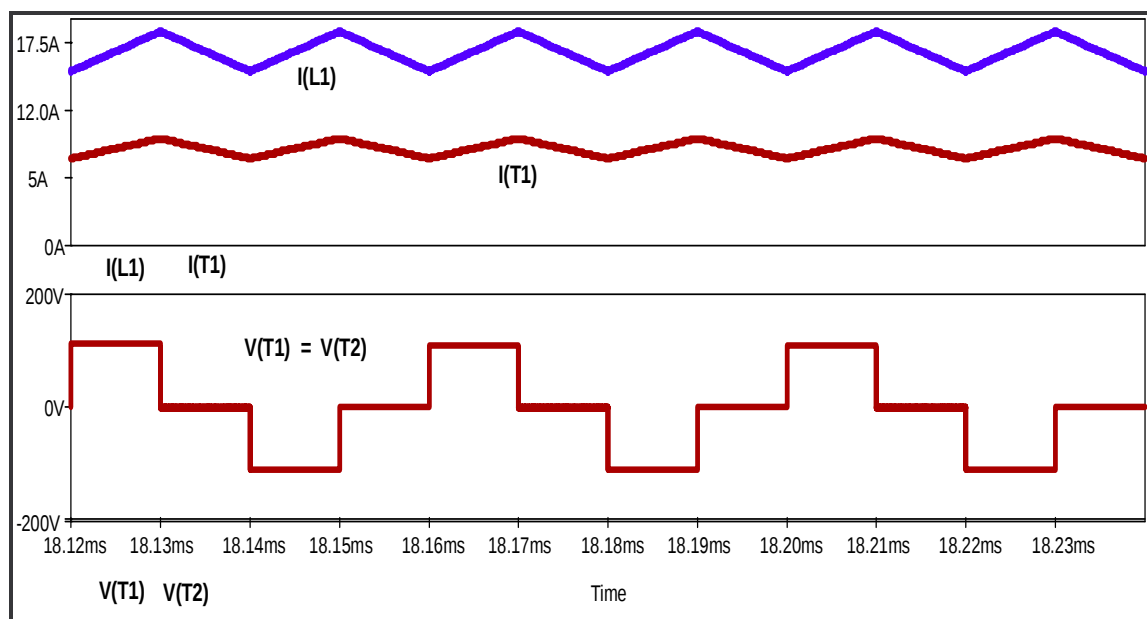


Fig. 3.3 – Tensões e corrente nos enrolamentos do transformador e corrente no indutor.

3.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar o princípio de operação e validar o estudo teórico do conversor, com as especificações indicadas anteriormente foi implementado um protótipo em laboratório. O protótipo foi construído usando os componentes listados na tabela 4.1. O circuito de potência juntamente com o circuito de comando é mostrado na Fig. 3.4. A Fig. 3.5 mostra a fotografia do conversor.

Tabela 4.1 Componentes do circuito de potência.

Quant.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
02	S1, S2	MOSFET	5015VBR	500V, 32A
02	D1, D2	Diodo Ultra-rápido	RHRP860	600V, 8A
01	C	Capacitor Eletrolítico	Siemens	1000 μ F, 250 V
01	L	Indutor	Núcleo EE55/28/21	N_L =25 espiras
01	T	Transformador	Núcleo EE42/21/20	N_{T1} =14 espiras N_{T2} =14 espiras

O circuito de potência juntamente com o circuito de comando é mostrado na Fig. 3.4. A Fig. 3.5 mostra a fotografia do conversor. O circuito de comando tem apenas a função básica de distribuir convenientemente os pulsos de comando para os interruptores.

O circuito deverá aplicar a técnica de modulação por largura de pulso. Devem ser gerados dois sinais PWM, sendo um para cada interruptor. Estes pulsos devem estar defasados em 180°, e com razão cíclica variando de 0 a 100%, simetricamente.

Para isto foi utilizado um multivibrador atável com o CI LM555, o qual gera um sinal de *clock* com frequência ajustável. Este alimenta o CI CD4528 contendo dois *Flip-flops*, os quais alimentam os *drives* que acionarão os interruptores.

Esta configuração permite determinados ajustes externos, tais como:

- Ajuste de frequência de operação através de um par RC;
- Ajuste da razão cíclica através de um par RC para cada saída PWM;
- Duas saídas pulsadas com capacidades de corrente para acionar dois MOSFETS

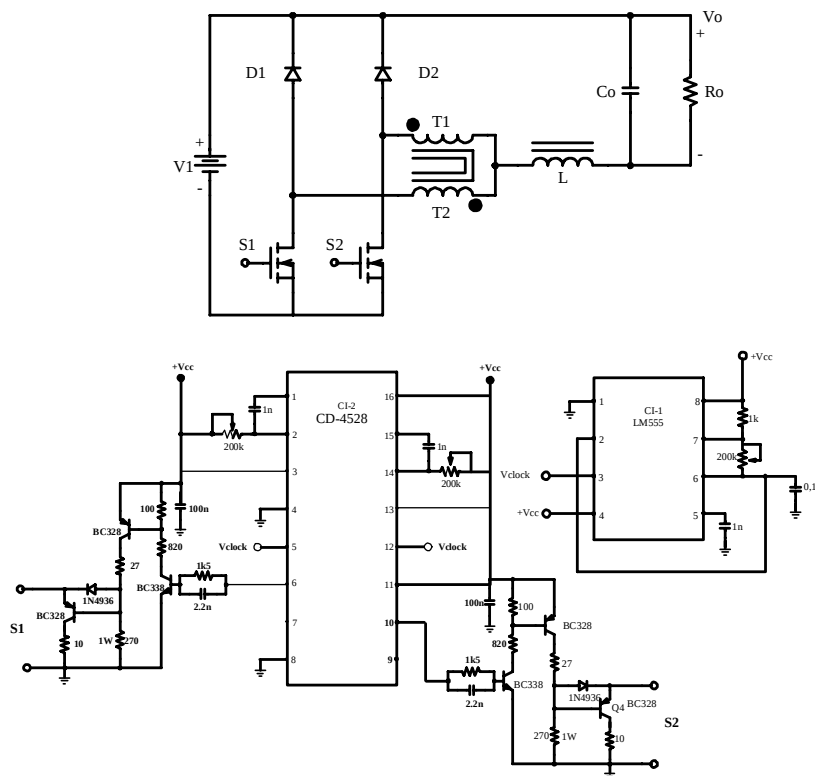


Fig. 3.4 – Circuito do Protótipo Implementado.

Os resultados experimentais do protótipo foram adquiridos para potência de saída nominal de 1kW

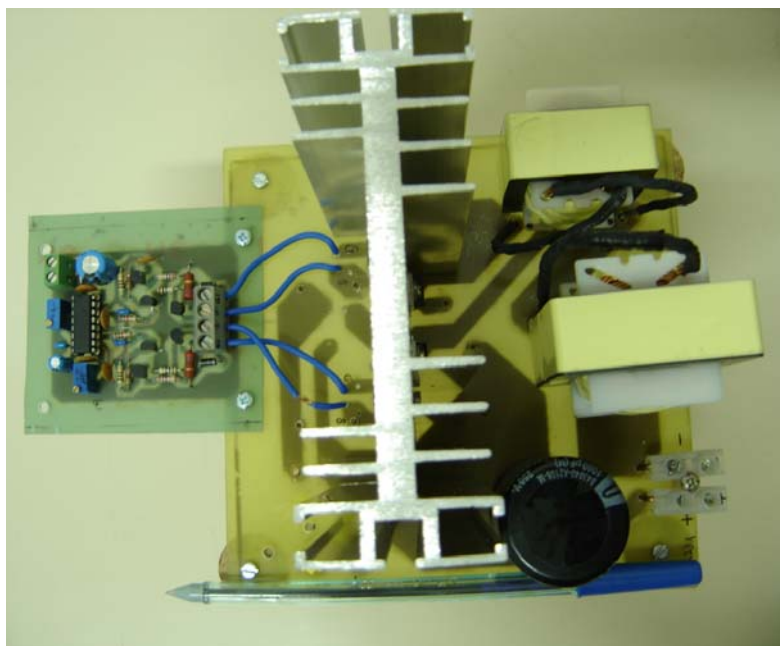


Fig. 3.5 – Fotografia do Protótipo

A partir da experimentação são mostradas as principais formas de onda de tensões e correntes que circulam através dos elementos do conversor. Percebe-se que todas as formas de onda possuem características bem próximas das formas de onda idealizadas comprovando o funcionamento do conversor. Para não ultrapassar os limites de corrente do osciloscópio, os resultados das Fig. 3.7, Fig. 3.8 e Fig. 3.11 foram extraídos com 70% da potência nominal. As escalas de tensão, de corrente e de tempo são mostrados nas próprias figuras.

Na Fig. 3.6 a curva 2 mostra a tensão sobre o interruptor S1 e a curva 3 mostra a corrente que circula através do interruptor S1. Vale salientar que os valores de tensão e corrente em S1 são iguais aos valores de tensão e corrente em S2. A utilização de um *snubber* poderia aliviar os picos de tensão que aparecem sobre os interruptores.

Na Fig. 3.7 as curvas 1 e 2 mostram as tensões nos interruptores S1 e S2 respectivamente, e as curvas 3 e 4 mostram as correntes que circulam através do indutor L e do interruptor S2 respectivamente. Observa-se nesta figura que a frequência de chaveamento dos interruptores é metade da frequência da corrente que circula através do indutor.

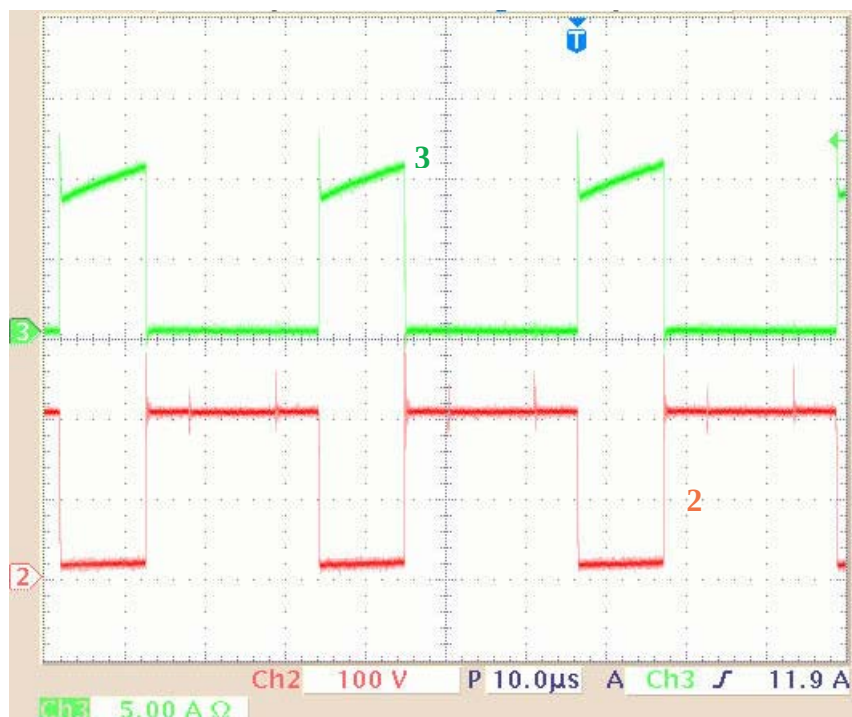


Fig. 3.6 – Tensão(2) e corrente(3) que circula através do interruptor S1.

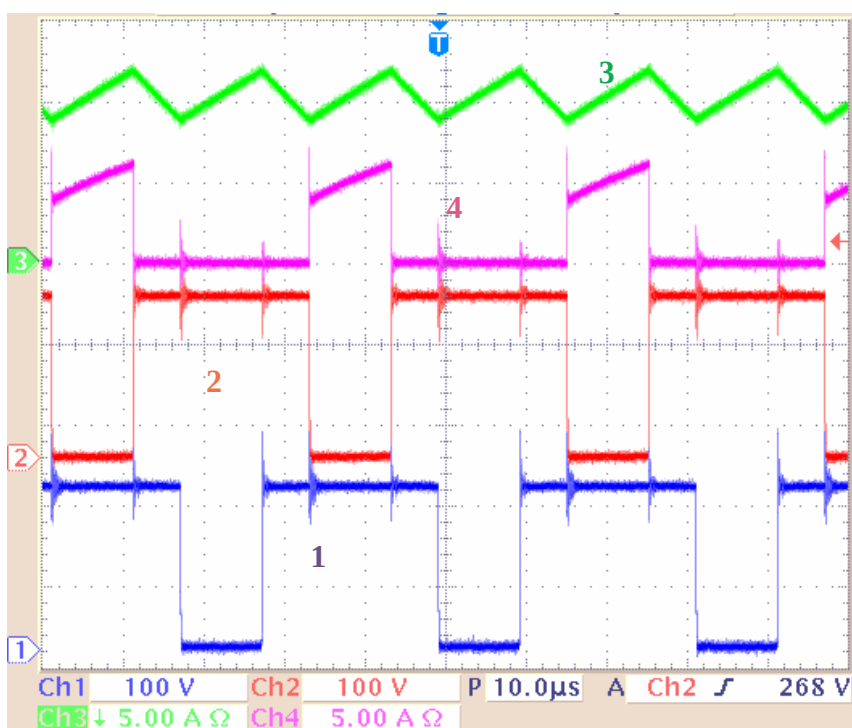


Fig. 3.7 – Tensão nos interruptores S1(1) e S2(2) e corrente que circula através do indutor L (3) e da chave S2(4).

Na Fig. 3.8, as curvas 1 e 2 mostram as tensões nos enrolamentos do transformador T e a curva 3 mostra a corrente que circula através do indutor L.

Na Fig. 3.9, as curvas 1 e 2 mostram as tensões de saída e entrada, respectivamente, além da corrente de entrada mostrada pela curva 3. A partir desta curva pode-se observar que

a ondulação de corrente esta dentro dos padrões do projeto. As curvas 1 e 2 comprovam a inversão das tensões nos enrolamentos do indutor.

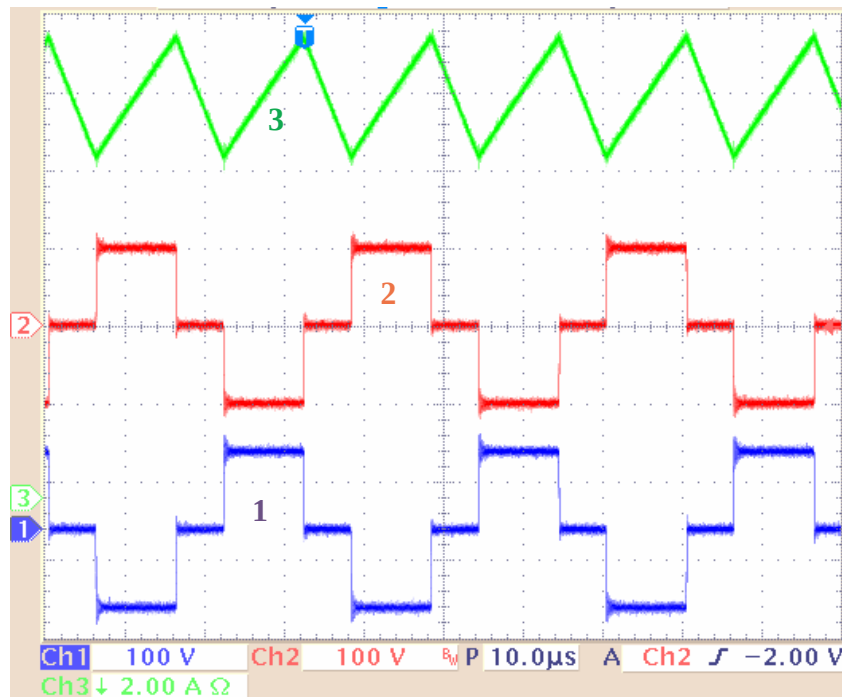


Fig. 3.8 – Tensão nos enrolamentos do transformador (1 e 2) e a corrente que circula através do indutor L(3).

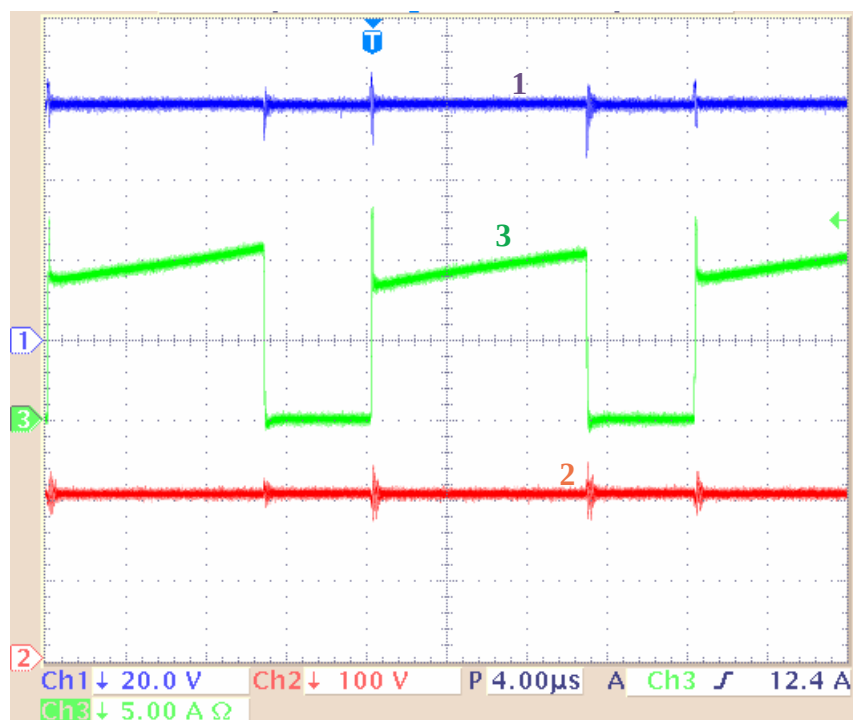


Fig. 3.9 – Tensão (2) e corrente (3) de entrada e tensão (1) de saída.

Na Fig. 3.10, as curvas 1 e 2 mostram as tensões sobre o diodo D1 e D2 respectivamente. As curva 3 e 4 mostram as correntes que circulam através do diodo D1 e D2 respectivamente. Esta figura demonstra claramente as etapas de operação do conversor, e a sobreposição dos diodos em condução.

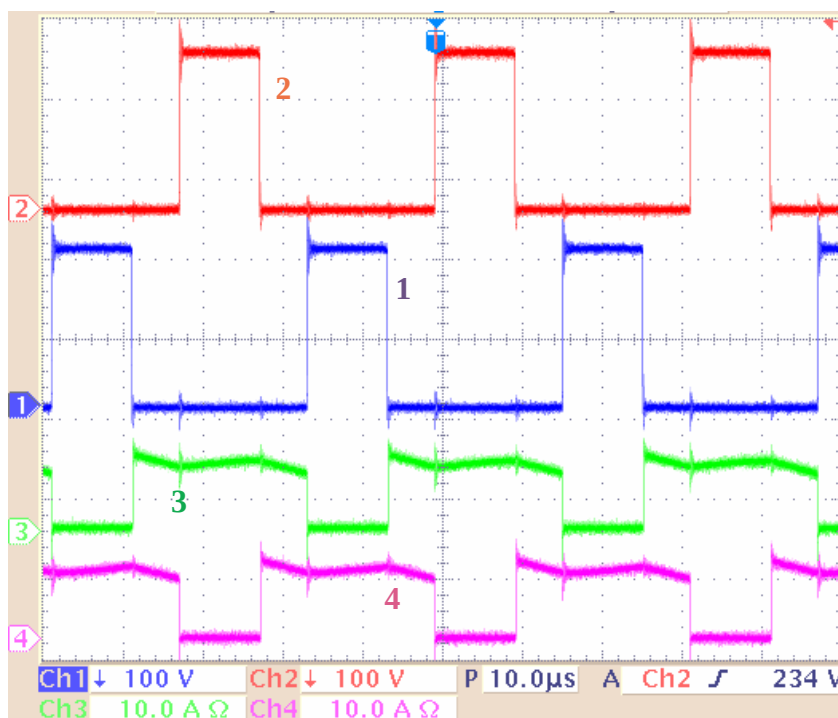


Fig. 3.10 – Tensões sobre os diodos D1 (1) e D2 (2) e correntes que circulam através dos diodo D1 (3) D2(4).

Na Fig. 3.11, as curvas 1 e 2 mostram as tensões sobre o diodo D1 e o interruptor S1 respectivamente. As curva 3 e 4 mostram as correntes que circulam através do diodo D1 e interruptor S1. Nesta figura observa-se o comando total dos semicondutores do conversor, pois a partir do instante em que o circuito de comando aciona o interruptor S1 o diodo D1 é aberto e quando o interruptor S1 é aberto o diodo D1 conduz.

Na Fig. 3.12, a curva 2 mostra a tensão sobre o indutor L e a curva 3 mostra a corrente que circula através do Indutor L. Vale destacar que, para esta figura, na aquisição dos resultados a tensão sobre o indutor foi coletada invertida com relação à corrente.

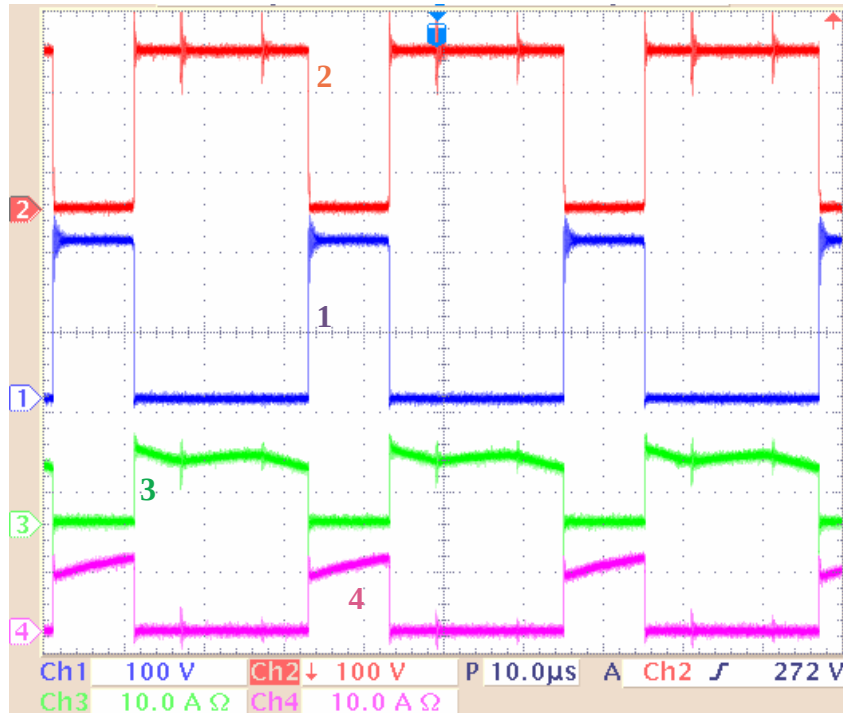


Fig. 3.11 – Tensão sobre o diodo D1 (1), sobre o interruptor S1 (2) e corrente que circula através do diodo D1 (3) e interruptor S1(4).

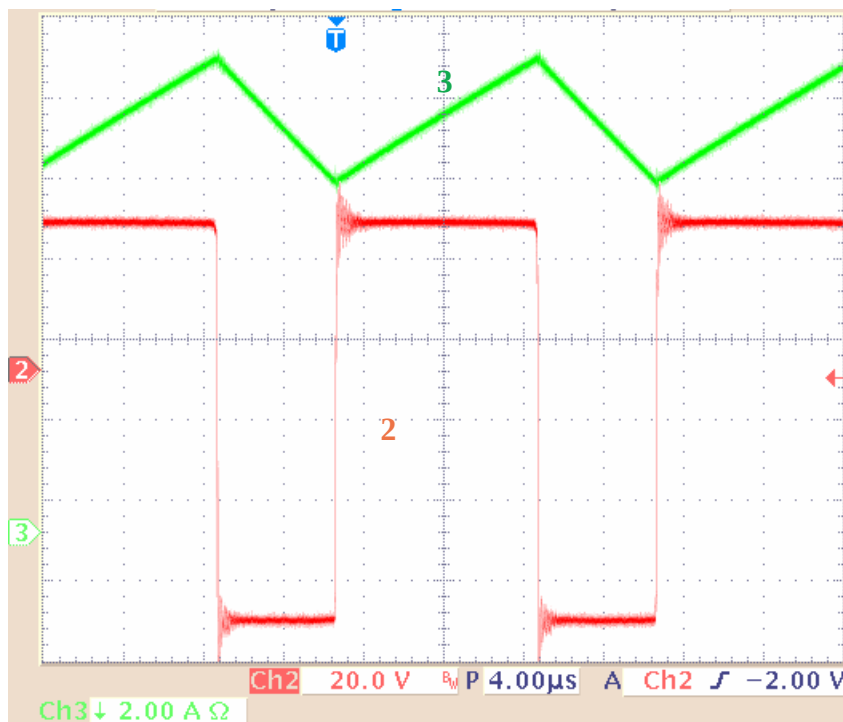


Fig. 3.12 – Tensão (2) e corrente (3) que circula através do indutor L.

A Fig. 3.13 apresenta a característica de saída em função da corrente de carga, e a Fig. 3.14 mostra o rendimento do conversor em função da potência de saída.

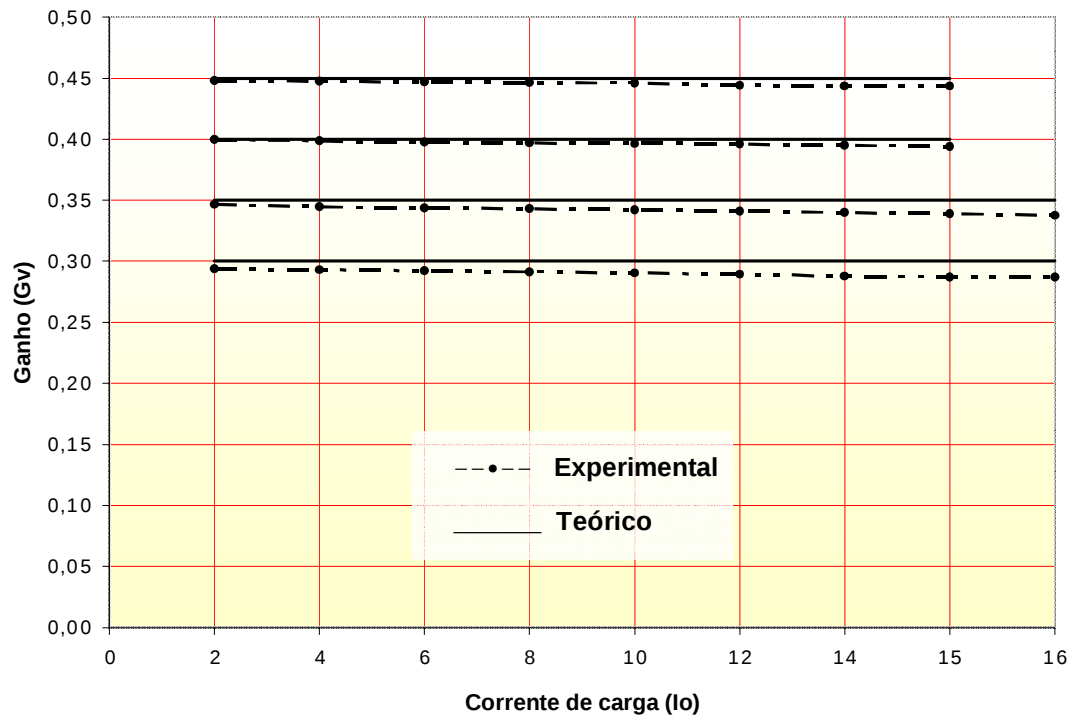


Fig. 3.13 – Característica de saída em função da corrente de carga.

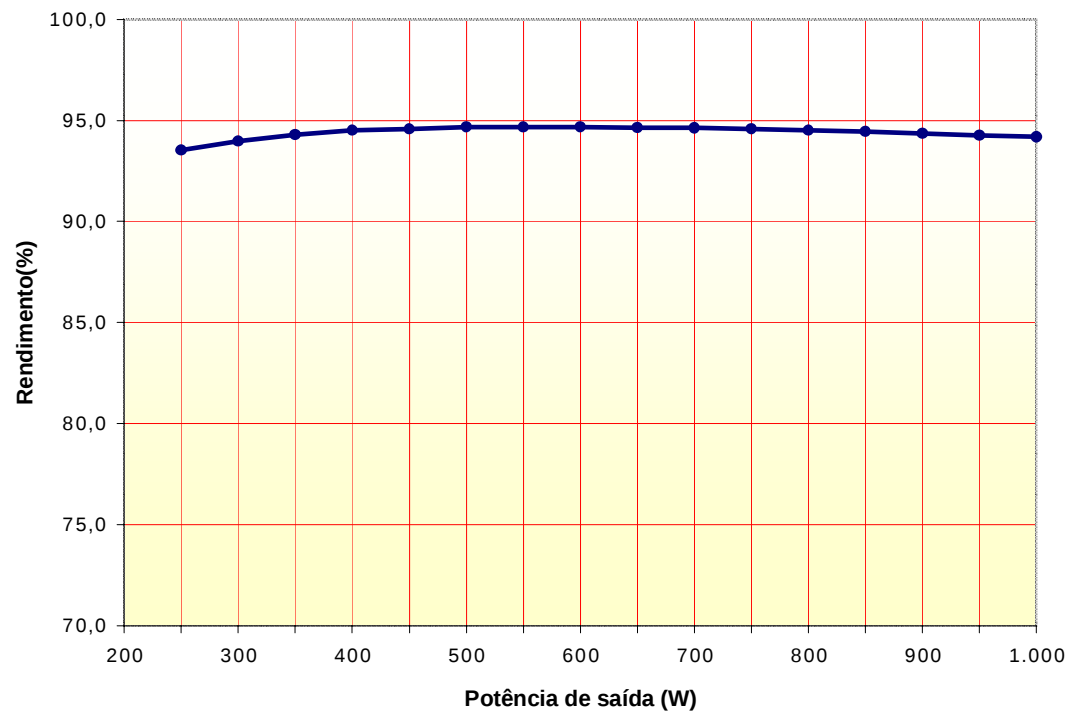


Fig. 3.14 –Rendimento em função da potência de saída.

3.6 - CONCLUSÕES

São apresentados neste capítulo, uma metodologia de projeto, os resultados de simulação com elementos ideais e os resultados experimentais do protótipo do conversor *buck* operando com razão cíclica menor que 0,5, no modo de condução contínua.

As etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e de corrente, traçadas no estudo teórico no capítulo 2, são validadas por meio da simulação numérica e da experimentação.

Com a implementação do protótipo do conversor *buck* gerado a partir da célula “B”, pode-se verificar as principais características de operação deste conversor. A característica de saída, obtida através de ensaios do protótipo, apresentou o mesmo comportamento daquela obtida analiticamente. A curva de rendimento mostra um comportamento bom para este conversor, devido principalmente à distribuição de correntes simétrica entre os interruptores. Além disso, a curva de rendimento apresenta-se plana desde carga baixa até plena carga.

CAPÍTULO IV

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK UTILIZANDO A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS - OPERAÇÃO COM $D > 0,5$

4.1 - INTRODUÇÃO

Como foi feito no capítulo anterior, neste capítulo, também com o objetivo de provar o princípio de funcionamento do conversor e apresentar uma metodologia de projeto serão realizados cálculos matemáticos dos esforços de tensões e de correntes que circulam através dos interruptores, diodos, transformador, indutor e capacitor que compõem o conversor, no modo de condução contínua, para operação com razão cíclica maior que meio. Em seguida serão mostrados resultados de simulação digital, e resultados experimentais do conversor implementado.

4.2- *ANÁLISES DE ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA*

4.2.1- EXPRESSÕES BÁSICAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de ondas de corrente através dos componentes do conversor, mostradas na Fig. 2.11. Estas expressões regem cada etapa de operação dentro de um período de comutação.

Os parâmetros dos valores médios de tensão e de corrente de saída são definidos em função da razão cíclica e dos parâmetros de entrada (V_1 e I_1), considerando a potência de entrada igual a de saída, como expressam (4.1) e (4.2).

$$V_0 = D \cdot V_1 \quad (4.1)$$

$$I_1 = D \cdot I_0 \quad (4.2)$$

A corrente instantânea através do indutor L é definida pela expressão (4.3).

$$i_L(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.3)$$

Onde a corrente máxima I_M e mínima I_m através do indutor são definidas pelas expressões (4.4) e (4.5).

$$I_M = I_o + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L} \quad (4.4)$$

$$I_m = I_o + \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot T \cdot (1-D)}{4 \cdot L} \quad (4.5)$$

Onde

T período de comutação do interruptor

L indutância do indutor L

A corrente instantânea através do interruptor S_1 é definida pela expressão (4.6).

$$i_{S_1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.6)$$

A corrente instantânea através do diodo D_1 é definida pela expressão (4.7).

$$i_{D_1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.7)$$

A corrente instantânea sobre o enrolamento T_1 do transformador T é definida pela expressão (4.8).

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } 0 \leq t \leq t1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t1 \leq t \leq t2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} & \text{se } t2 \leq t \leq t3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} & \text{se } t3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.8)$$

A corrente instantânea sobre o capacitor C é definida pela expressão (4.9).

$$i_C(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} - I_o & \text{se } 0 \leq t \leq t1 \\ I_M - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} - I_o & \text{se } t1 \leq t \leq t2 \\ I_m + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} - I_o & \text{se } t2 \leq t \leq t3 \\ I_M - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} - I_o & \text{se } t3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.9)$$

4.2.2 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO CONVERSOR

4.2.2.a- INDUTOR L

A corrente eficaz que circula através do indutor é definida pela expressão (4.10).

$$I_{efL} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2-D-1)}{2}} \left[I_m + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[I_M - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} \right]^2 dt} \quad (4.10)$$

A máxima corrente de pico através do indutor está dada pela equação(4.11).

$$I_{pL} = I_M \quad (4.11)$$

Substituindo a expressão de I_M tem-se a expressão (4.12).

$$I_{pL} = I_o + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L} \quad (4.12)$$

4.2.2.b - TRANSFORMADOR T

A máxima tensão sobre os enrolamentos do transformador é definida pela expressão (4.13).

$$V_{T1} = \frac{V1}{2} \quad (4.13)$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador está dada pela equação(4.14).

$$I_{effT1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right)^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(1-D)T}{2}} \left(\frac{I_M}{2} + \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right)^2 dt} \quad (4.14)$$

A máxima corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador está dada pela equação(4.16).

$$I_{pT1} = \frac{I_M}{2} \quad (4.15)$$

$$I_{pT1} = \frac{I_o}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L} \quad (4.16)$$

4.2.2.c - INTERRUPTORES S1 E S2

A máxima tensão sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é definida pela expressão (4.17).

$$V_{s1} = V_1 \quad (4.17)$$

A corrente média sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é definida pela expressão (4.18). Este valor é definido com a possibilidade de serem utilizados interruptores do tipo IGBT.

$$I_{ms1} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D)T} \left(\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} \right) dt \quad (4.18)$$

A corrente eficaz sobre os interruptores S1 e S2 é definida pela expressão (4.19). Esta expressão é importante para a escolha dos interruptores do tipo MOSFET

$$I_{efs1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D)T} \left(\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right)^2 dt} \quad (4.19)$$

A máxima corrente de pico através dos interruptores S1 e S2 está dada pela expressão (4.21).

$$I_{pS1} = \frac{I_M}{2} \quad (4.20)$$

$$I_{pS1} = \frac{I_o}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L} \quad (4.21)$$

4.2.2.d - DIODOS D1 E D2

A tensão reversa máxima sobre os diodos D1 e D2 é igual a tensão de entrada conforme apresentado na expressão (4.22).

$$V_{D1} = V1 \quad (4.22)$$

A corrente média que circula através dos diodos é definida pela expressão(4.23).

$$I_{mD1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left(\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right) dt \quad (4.23)$$

A máxima corrente de pico repetitivo através dos diodos está dada pela expressão(4.25).

$$I_{pD1} = \frac{I_M}{2} \quad (4.24)$$

$$I_{pD1} = \frac{I_o}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L} \quad (4.25)$$

4.2.2.e – CAPACITOR C

- Esforços de tensão e de corrente

A máxima tensão sobre o capacitor é definida pela expressão(4.26).

$$V_C = V_o \quad (4.26)$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor é definida pela expressão(4.27).

$$I_{\text{efCo}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left(I_m + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{2 \cdot L} - I_0 \right)^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T \cdot (1-2 \cdot D)}{2}} \left(I_m - \frac{V_1 \cdot D \cdot t}{L} - I_0 \right)^2 dt} \quad (4.27)$$

A ondulação da corrente que circula através do capacitor é definida pela expressão (4.28)

$$\Delta I_C = 2 \cdot \left(\frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L} \right) \quad (4.28)$$

4.3 - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O procedimento de projeto de um conversor abaixador CC-CC PWM baseado na célula de comutação de três estados é apresentado nesta seção. A Fig. 3.4 mostra o conversor proposto para o dimensionamento.

$V_1 = 200 \text{ V}$	tensão de entrada;
$V_o = 150 \text{ V}$	tensão de saída;
$P_o = 1 \text{ kW}$	potência de saída;
$f_s = 30 \text{ kHz}$	freqüência de comutação dos interruptores;
$I_o = 6,67 \text{ A}$	corrente de carga;
$\Delta I_L = 3,33 \text{ A}$	Ondulação de corrente através de L (20% de I_o);
$\Delta V = 1,50 \text{ V}$	Ondulação de tensão sobre Co (1% da tensão de saída V_o).

A partir das especificações, obtém-se o ganho estático de tensão.

$$G_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{150}{200} = 0,75$$

A razão cíclica para manter esse ganho estático deve ser:

$$D = \frac{V_o}{V_1} = \frac{150}{200} = 0,75$$

4.3.1 - PROJETO E ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Para simplificar a metodologia de projeto, os esforços de tensão e corrente que circula através dos componentes do conversor são obtidos para condições nominais de funcionamento.

4.3.1.a - INDUTOR L

A seguir são realizados o cálculo da indutância, o cálculo dos esforços e o projeto do indutor.

- **Cálculo da Indutância**

O valor da indutância do indutor é obtido a partir da expressão.

$$L = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D) \cdot V_0 \cdot T}{2 \cdot D \cdot \Delta I_L} = 125 \mu F$$

- **Projeto físico do indutor**

Os projetos de elementos magnéticos estão baseados em [9],[10].

A corrente eficaz que circula através do indutor é obtida a partir da expressão (4.10).

$$I_{efL} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2D-1)}{2}} \left[I_m + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{L} \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-D)T} \left[I_m - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{2 \cdot L} \right]^2 dt} = 6,74 \text{ A}$$

A corrente de pico através do indutor é obtida a partir da expressão (4.12).

$$I_{pL} = I_o + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L} = 8,33 \text{ A}$$

- **Escolha do Núcleo:**

O produto de áreas é determinado pela expressão (4.29).

$$A_p = \frac{L \cdot I_{pL} \cdot I_{efL}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (4.29)$$

Onde:

$A_p = A_w \cdot A_e$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,7$ fator de utilização da janela;

$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$ máxima densidade de corrente;

$B_{max} = 0,25 \text{ T}$ máxima excursão de densidade de fluxo magnético;

$L = 120 \text{ } \mu\text{H}$ indutância do indutor;

Com estes valores o produto de áreas calculado resulta:

$$A_p = 0,836 \text{ cm}^4$$

Porém, com a escolha deste núcleo, o fator de utilização se torna muito alto, impossibilitando a confecção do transformador. Para solucionar este problema o núcleo de ferrite selecionado foi o núcleo NEE-42/21/20 - IP12 (*thornton*), cujas características são indicadas a seguir:

$$A_p = 3,768 \text{ cm}^4 ; A_e = 2,4 \text{ cm}^2 ; A_w = 1,57 \text{ cm}^2 ; l_t = 12 \text{ cm} ; V_e = 23,3 \text{ cm}^3$$

- **Cálculo do Número de Espiras:**

O número de espiras é calculado através da expressão (4.30):

$$N_L = \frac{L \cdot I_{pL}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 14,47 \text{ espiras} \quad (4.30)$$

Para o projeto é assumido $N_L = 15$ espiras.

- **Cálculo do Entreferro:**

O entreferro é calculado utilizando a expressão (4.31). A constante de permeabilidade magnética do vácuo é $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_L^2 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} = 0,05 \text{ cm} \quad (4.31)$$

- **Dimensionamento dos Condutores:**

Já a corrente que circula através do indutor é contínua, as perdas por efeito *skin* são desprezadas.

Através da expressão (4.32) é determinada a seção do condutor para conduzir o nível de corrente desejado.

$$s_L = \frac{I_{efL}}{J_{max}} = 0,017 \text{ cm}^2 \quad (4.32)$$

Para projeto é escolhido o fio esmaltado com os seguintes dados: $S_f = 0,002582 \text{ cm}^2$ (23 AWG) sem isolamento, $S_{fiso} = 0,003221 \text{ cm}^2$ com isolamento, resistência linear $R_f = 0,00033 \text{ } \Omega/\text{cm}$ a 100°C .

Para conseguir o valor da seção expressa por (4.32) utilizando o fio escolhido, são associados fios em paralelo segundo a expressão (4.33).

$$n_L = \frac{S_L}{S_f} = 7 \text{ fios} \quad (4.33)$$

- **Cálculo do fator de utilização da janela:**

O fator de utilização da janela é encontrado pela expressão (4.34).

$$Ku = \frac{n_L \cdot N_L \cdot S_{fio}}{A_w} = 0,17 \quad (4.34)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7. Portanto, a montagem não apresentará problemas de falta de espaço.

- **Cálculo Térmico:**

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas pela expressão (4.35)

considerando a variação do fluxo igual a: $\Delta B = \frac{\Delta I L_L}{I_{pL}} \cdot B_{max} = 0,1\text{T}$

$$P_{\text{magL}} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot F_L + K_E \cdot F_L^2) \cdot V_e = 0,65 \text{ W} \quad (4.35)$$

Onde:

$f_L = 2 \cdot f_s = 60 \text{ kHz}$ frequência de operação do indutor;

$\Delta B = 0,03 \text{ T}$ variação de fluxo magnético;

$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$ coeficiente de perdas por histerese;

$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$ volume do núcleo.

As perdas no cobre são calculadas pela expressão (4.36).

$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ resistividade do cobre a 70°C .

$$P_{\text{CUL}} = \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_L \cdot I_{\text{efl}}^2}{n_L \cdot S_f} = 0,91 \text{ W} \quad (4.36)$$

- **Resistência térmica:**

A resistência térmica do núcleo é determinada pela expressão (4.37).

$$R_{\text{th}} = 59,28 \cdot (V_e)^{-0,544} = 7,71^\circ\text{C}/\text{W} \quad (4.37)$$

- **Elevação de Temperatura:**

O valor determinado pela expressão (4.38). [11]

$$\Delta T_L = R_{\text{th}} \cdot (P_{\text{mag}} + P_{\text{Cu}}) = 12,00^\circ\text{C} \quad (4.38)$$

4.3.1.b - TRANSFORMADOR T

A seguir são realizados cálculos dos esforços e o projeto do transformador.

- **Esforços de Tensão e Corrente**

A máxima tensão sobre os enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (4.13).

$$V_{T1} = \frac{V_1}{2} = 100 \text{ V}$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (4.14).

$$I_{\text{efT1}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right)^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(1-D) \cdot T}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right)^2 dt} = 3,37 \text{ A}$$

A máxima corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida a partir da expressão (4.16).

$$I_{\text{pT1}} = \frac{I_o}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L} = 4,47 \text{ A}$$

- **Projeto físico do Transformador**

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

- A relação de transformação do transformador é unitária;
- O transformador processa somente 50% da energia envolvida.

Nota: O transformador é projetado da mesma maneira que o transformador do conversor ponte completa (*full bridge*)

- **Escolha do núcleo:**

O produto de área é determinado pela expressão(4.39).

$$A_p = \frac{\frac{P_o}{2}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot j_{\text{max}} \cdot \Delta B_{\text{max}} \cdot (2 \cdot F_s)} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (4.39)$$

Onde:

$A_p = A_w \cdot A_e$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$k_t = 1$ fator de topologia;

$k_u = 0,4$	fator de utilização de área da janela;
$k_p = 0,41$	fator de utilização do primário;
$J = 400 \text{ A/cm}^2$	máxima densidade de corrente;
$\Delta B_{\max} = 0,3\text{T}$	máxima densidade de fluxo magnético;

O cálculo do produto de área é igual a:

$$A_p = 1,74 \text{ cm}^4$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o núcleo NEE-42/21/20 - IP12 (*thornton*), cujas características são indicadas a seguir:

$$A_p = 3,768 \text{ cm}^4 ; A_e = 2,4 \text{ cm}^2 ; A_w = 1,57 \text{ cm}^2 ; l_t = 12 \text{ cm} ; V_e = 23,3 \text{ cm}^3 .$$

- **Cálculo do número de espiras**

O número de espiras dos dois enrolamentos é calculado através da expressão (4.40).

$$N_{T1} = \frac{\frac{V_o}{2}}{4 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot F_s} \cdot 10^4 = 11,57 \text{ espiras} \quad (4.40)$$

Foram adotadas 12 espiras para cada enrolamento.

- **Dimensionamento dos condutores**

A bitola do fio é definida considerando o efeito *skin* calculado pela expressão (4.41).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot F_s}} = 0,031 \text{ cm} \quad (4.41)$$

O diâmetro é definido pela expressão (4.42).

$$d_f = 2 \cdot \Delta = 0,0059 \text{ cm} \quad (4.42)$$

Para o projeto do transformador é escolhido o fio esmaltado com os seguintes dados:

$S_f = 0,005176 \text{ cm}^2$ (20 AWG) sem isolamento, $S_{\text{fiso}} = 0,003221 \text{ cm}^2$ com isolamento, com isolamento e resistência linear $R_f = 0,000892 \Omega/\text{cm} \cdot 100^\circ\text{C}$.

Através da expressão (4.43) é determinada a seção do conjunto de fios a ser utilizado nos enrolamentos do transformador.

$$S_{Tl} = \frac{I_{efl}}{J_{max}} = 0,00842 \text{ cm}^3 \quad (4.43)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (4.44).

$$n_{Tl} = \frac{S_{Tl}}{S_f} = 2 \text{ fios} \quad (4.44)$$

- **Cálculo do fator de utilização da janela:**

$$k_u = 2 \cdot \frac{n_T \cdot N_T \cdot S_{fiso}}{A_w} = 0,13 \quad (4.45)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,45. Portanto, a montagem não apresentará problemas por falta de espaço físico.

- **Cálculo térmico:**

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas pela expressão (4.46).

$$P_{magTl} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot F_T + K_E \cdot F_T^2) \cdot V_e = 1,72 \text{ W} \quad (4.46)$$

Onde:

$f_T = 2 \cdot f_s = 60 \text{ kHz}$ frequência de operação do transformador;

$\Delta B = 0,15 \text{ T}$ variação de fluxo magnético;

$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$ coeficiente de perdas por histerese;

$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$ volume do núcleo.

As perdas no cobre dos dois enrolamentos são calculadas pela expressão (4.47).

$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$: resistividade do cobre a 70°C .

$$P_{CuT} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_{Tl} \cdot I_{eff}^2}{n_{Tl} \cdot S_f} = 0,78 \text{ W} \quad (4.47)$$

- **Resistência Térmica:**

A resistência térmica do núcleo pode ser determinada pela expressão (4.48).

$$R_{th} = 59,28 \cdot (V_e)^{-0,544} = 10,69 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.48)$$

- **Elevação de temperatura**

O valor é determinado pela expressão (4.49).

$$\Delta T_T = R_{th} \cdot (P_{magT} + P_{CuT}) = 15,60 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.49)$$

A elevação de temperatura ambiente do núcleo é aceitável, considerando que a mesma será somada à temperatura ambiente de 40 °C .

4.3.1.c - INTERRUPTORES S1 E S2

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente são apresentados a seguir:

- **Esforços de tensão e de Corrente**

A máxima tensão sobre os interruptores é obtida a partir da expressão (4.17):

$$V_{S1} = V_1 = 200 \text{ V}$$

A corrente media dos interruptores é obtida a partir da expressão (4.18):

$$I_{mS1} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2-D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left(\frac{I_m}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot t}{4 \cdot L} \right) dt = 2,50 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores é obtida a partir da expressão (4.19):

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T(2-D-1)}{2}} \left(\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-D) \cdot t}{2 \cdot L} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left(\frac{I_m}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right)^2 dt} = 2,92 \text{ A}$$

Foi escolhido o MOSFET 5015VBR da APT (*advanced Power Technology*) [12] que apresenta os seguintes dados:

$V_{DS} = 500 \text{ V}$	tensão drain-source;
$I_D = 32 \text{ A}$	corrente de dreno;
$R_{DSon} = 0,15 \Omega$	resistência drain-source;
$t_r = 14 \text{ ns}$	tempo de subida;
$t_f = 11 \text{ ns}$	tempo de descida.

- **Cálculos das perdas no interruptor**

A perda em condução em cada transistor é calculada pela expressão (3.53).

$$P_{cS1} = R_{DSon} \cdot I_{efS1}^2 = 1,87 \text{ W} \quad (4.50)$$

As perdas de comutação (entrada em condução e bloqueio) é calculada pela expressão (3.54).

$$P_{comS1} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{efS1} \cdot V_{S1} = 0,43 \text{ W} \quad (4.51)$$

A perda total em cada transistor é dada pela expressão (3.55).

$$P_{totS1} = P_{cS1} + P_{comS1} = 2,31 \text{ W} \quad (4.52)$$

4.3.1.d - DIODOS D1 E D2

Os cálculos dos esforços de tensão e de corrente são apresentados a seguir:

- **Esforços de tensão e de corrente**

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida a partir da expressão (4.22):

$$V_{DI} = V_1 = 200 \text{ V}$$

A corrente média que circula através dos diodos é obtida a partir da expressão (4.23):

$$I_{mD1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D)T} \left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot t}{4 \cdot L} \right) dt = 0.83 \text{ A}$$

A corrente de pico através dos diodos é obtida a partir da expressão(4.25):

$$I_{pD1} = \frac{I_o}{2} + \frac{V_1 \cdot (1-D) \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L} = 4,16 \text{ A}$$

Foi escolhido o diodo ultra-rápido RHRP840 da *FARCHILD* [13] que apresenta os seguintes dados:

$V_R = 600 \text{ V}$	tensão reversa;
$V_f = 2,1 \text{ V}$	queda de tensão em condução;
$I_f = 8 \text{ A}$	corrente de condução direta.

- **Cálculos das perdas no Diodo**

A perda em condução em cada diodo é calculada pela expressão(3.56).

$$P_{D1} = V_f \cdot I_{mD1} = 1,75 \text{ W} \quad (4.53)$$

4.3.1.e– RENDIMENTO TEÓRICO

Considerando todas as perdas teóricas calculadas nos itens anteriores, é possível determinar as perdas totais do conversor em condições de plena carga através da expressão (3.57).

$$P_{total} = P_L + P_T + 2 \cdot P_{S1} + 2 \cdot P_{D1} = 11,00 \text{ W} \quad (4.54)$$

O rendimento teórico do conversor em condições de plena carga é calculada pela expressão (3.58).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} = 98,9 \% \quad (4.55)$$

4.4- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para que possam ser comparados com os resultados experimentais, são mostrados a seguir alguns resultados de simulação para razão cíclica maior que 0,5. Os dados do conversor simulado são mostrados neste capítulo no item 5.2. A partir da simulação em condições nominais são mostradas as principais formas de onda de tensão e de corrente do circuito. Os modelos de semicondutores são ideais e, portanto não apresentam perdas, não sendo necessário corrigir a razão cíclica para obter o ganho de tensão esperado.

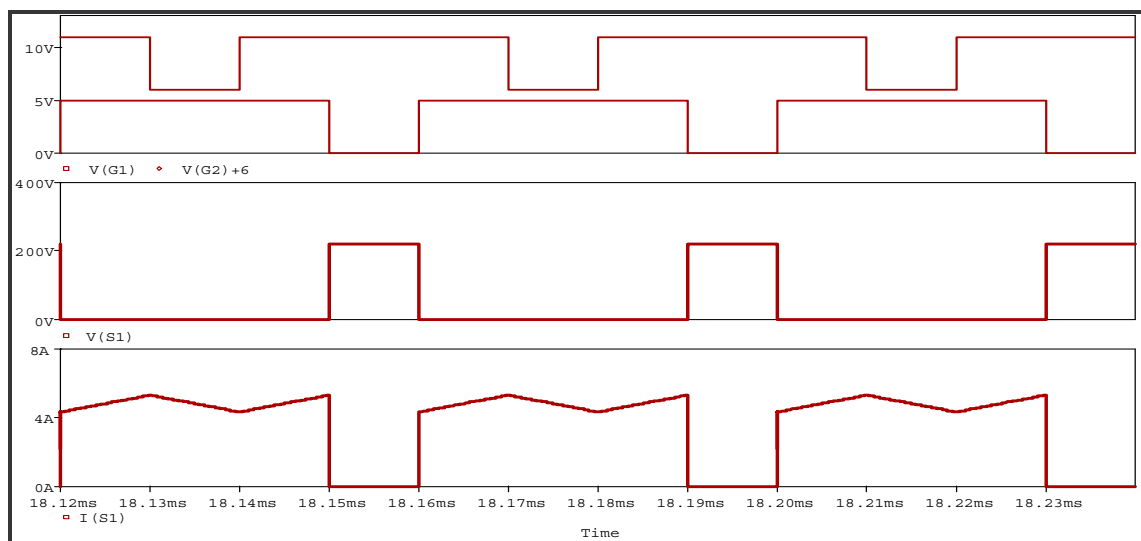


Fig 4.1 - Sinais de comando em S1 e S2, e Tensão e Corrente em S1.

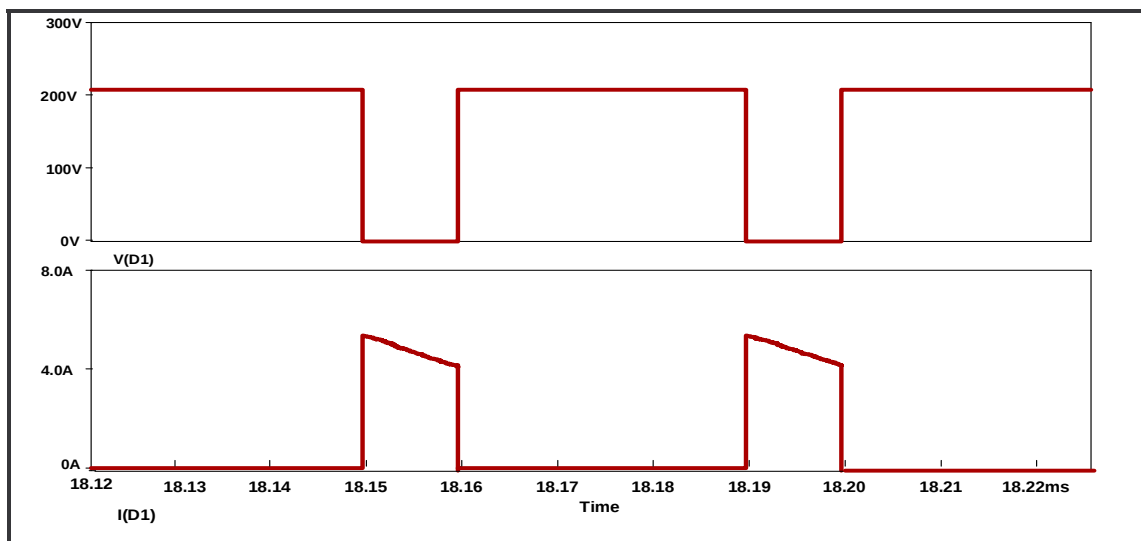


Fig 4.2 - Tensão e corrente em D1.

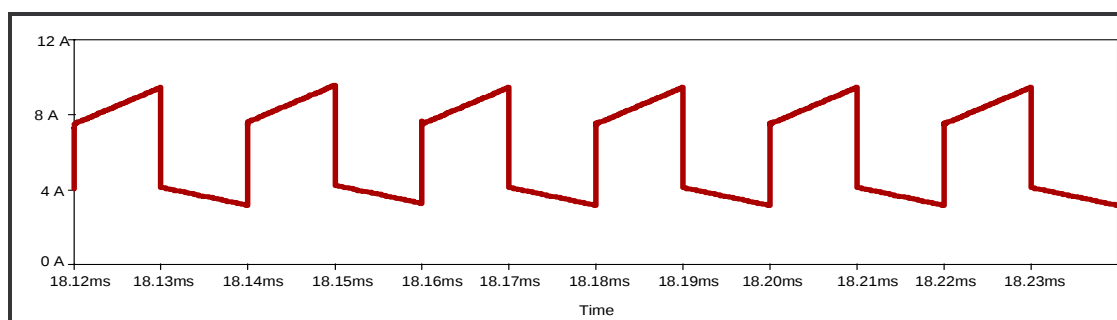


Fig 4.3 – Corrente de entrada.

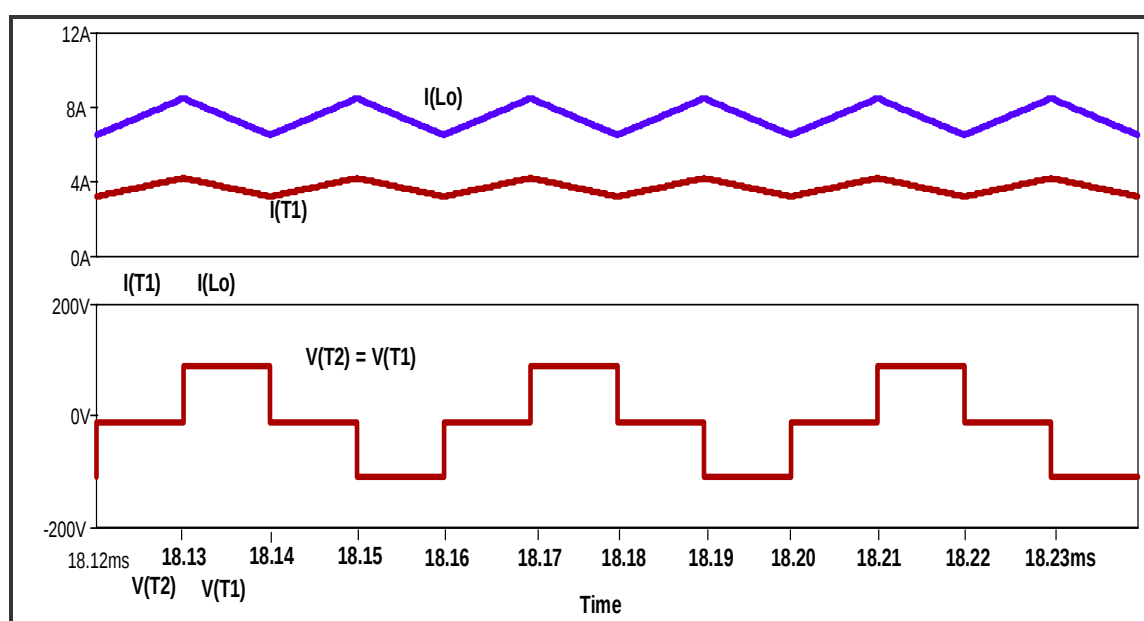


Fig 4.4 - Tensões e corrente nos enrolamentos do transformador e corrente no indutor.

4.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando-se o mesmo protótipo anterior, ou seja, para o modo de operação com razão cíclica menor que meio ($D < 0,5$). O circuito de potência juntamente com o circuito de comando estão mostrados na Fig. 3.4 e a fotografia do conversor na Fig. 3.5.

Os resultados do protótipo foram adquiridos para potência de saída de 1 kW. Este valor está abaixo do nominal, pois para $D > 0,5$ os valores de corrente são menores. As tensões e correntes aplicadas experimentalmente foram as seguintes:

$V_1 = 200 \text{ V}$	tensão de entrada;
$V_o = 150 \text{ V}$	tensão de saída;
$f_s = 30 \text{ kHz}$	freqüência de comutação dos interruptores;
$I_o = 6,66 \text{ A}$	corrente de carga;
$\Delta I_L = 1,33 \text{ A}$	Ondulação de corrente através de L (20% de I_o);
$\Delta V = 1,50 \text{ V}$	Ondulação de tensão sobre C_o (1% da tensão de saída V_o).

A partir da experimentação são mostradas as principais formas de onda de tensão e corrente que circula através dos elementos do conversor. Percebe-se que todas as formas de onda possuem as características bem próximas das formas de onda idealizadas comprovando o funcionamento do conversor. As escalas de tensão, de corrente e de tempo são mostrados nas próprias figuras.

Na Fig. 4.1, as curvas 1 e 2 mostram as tensões sobre os diodos D1 e D2 respectivamente, e as curvas 4 e 3 mostram as correntes que circulam através do diodo D1 e do interruptor S2 respectivamente. Vale salientar que os valores de tensão e corrente em D1 são iguais aos valores de tensão e corrente em D2. Nesta figura observa-se que quando o interruptor S2 é acionado (curva 3) o diodo D2 é polarizado reversamente.

Na Fig. 4.2, as curvas 2 e 1 mostram as tensões sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente, e as curvas 4 e 3 mostram as correntes que circulam através dos diodos D1 e D2 respectivamente. Então, quando S1 abre o diodo D1 conduz. O mesmo ocorre com D2 que conduz quando o interruptor S2 é aberto.

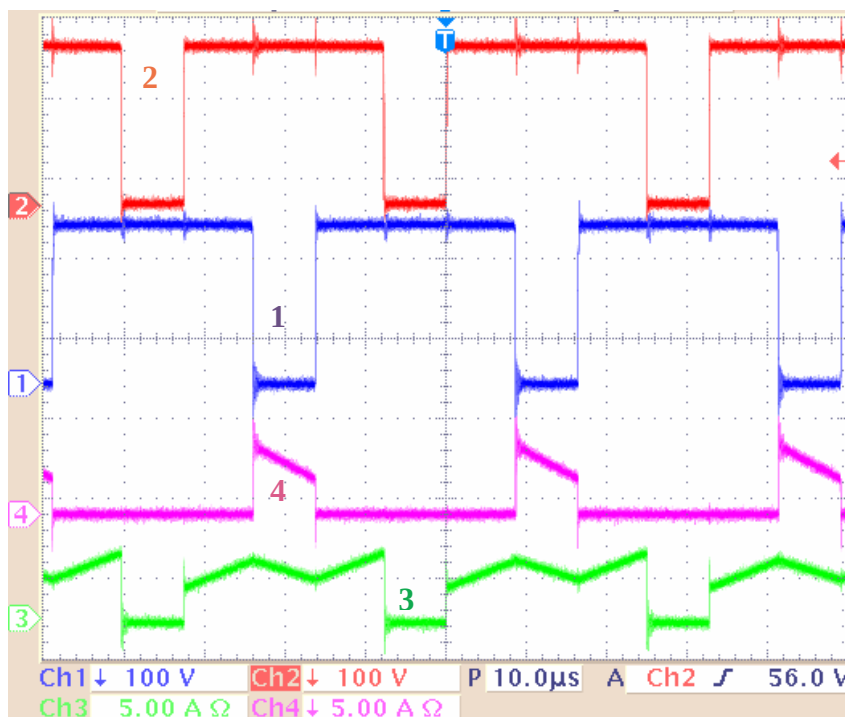


Fig. 4.1 – Tensão nos diodos D1(1) e D2(2) e a corrente que circula através do diodo D1(4) e do interruptor S2(3).

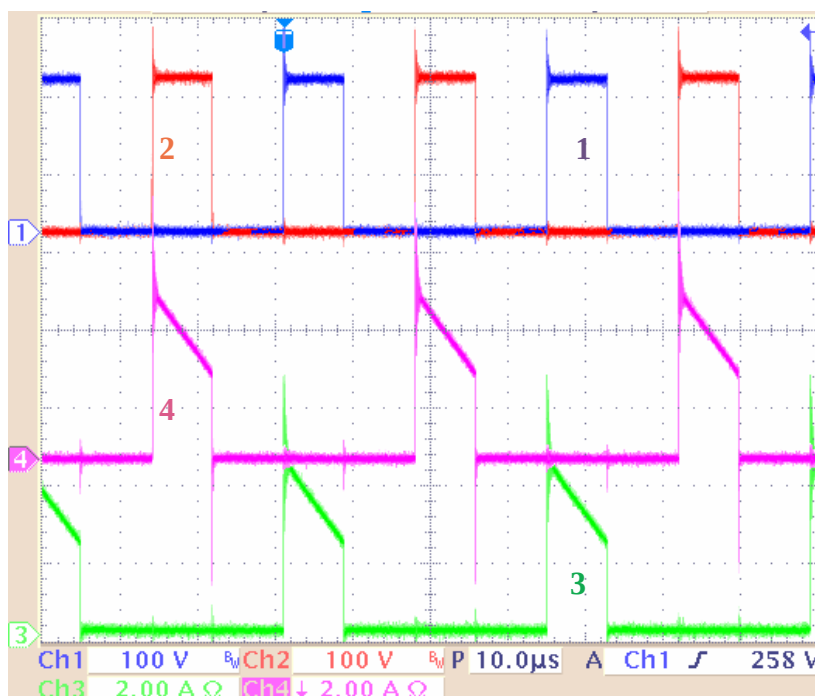


Fig. 4.2 – Tensão sobre os interruptores S1 (2) e S2 (1) e a corrente que circula através dos diodos D1 (4) e D2 (3).

Na Fig. 4.3, as curvas 1 e 2 mostram as tensões sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente, a curva 4 mostra a corrente que circula através do diodo D2 e a curva 3 mostra a corrente que circula através do interruptor S2.

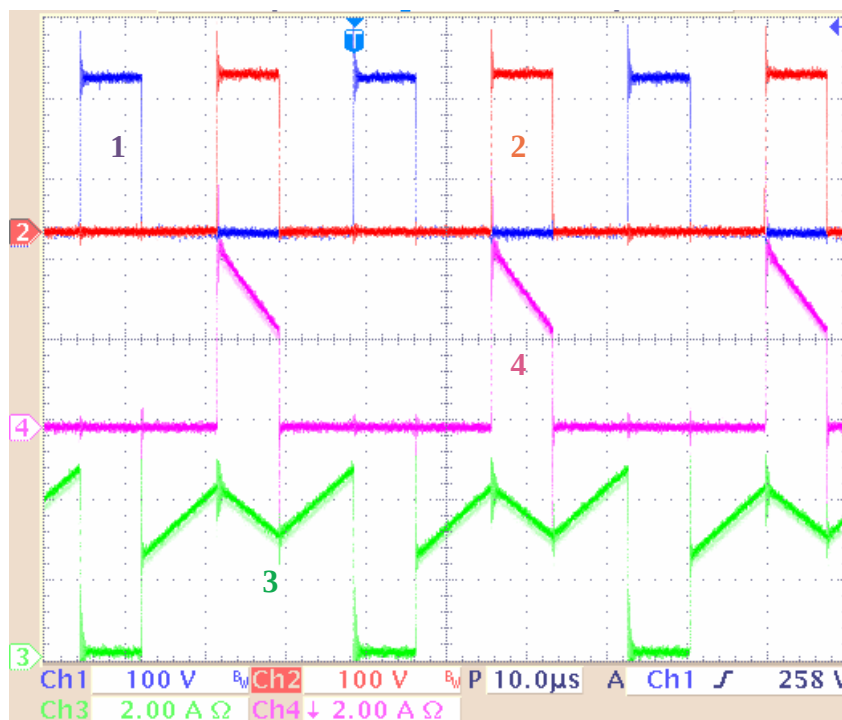


Fig. 4.3 – Tensão sobre os interruptores S1 (1) e S2 (2) e corrente que circula através do diodo D2 (4) e do interruptor S1 (3).

Na Fig. 4.4, as curvas 1 e 2 mostram as tensões sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente, a curva 4 mostra a corrente que circula através do indutor L e a curva 3 mostra a corrente que circula através do interruptor S1. Nesta figura são mostradas as frequências de chaveamento dos interruptores e da corrente sobre o indutor. Observa-se que a frequência da corrente sobre este, é o dobro da frequência de chaveamento dos interruptores.

Na Fig. 4.5, a curva 4 mostra a tensão de saída, a curva 3 mostra a corrente de entrada e a curva 2 mostra a corrente que circula através do indutor L. Observa-se nesta figura que a corrente de entrada embora pulsada, apresenta baixa ondulação e é contínua, ou seja, não atinge zero. Isso demonstra uma grande vantagem em relação ao conversor *Buck* clássico onde a corrente de entrada é sempre descontínua para todos os modos de operação, o que faz com que o filtro de entrada para o *Buck* clássico, quando utilizado, tenha maior volume.

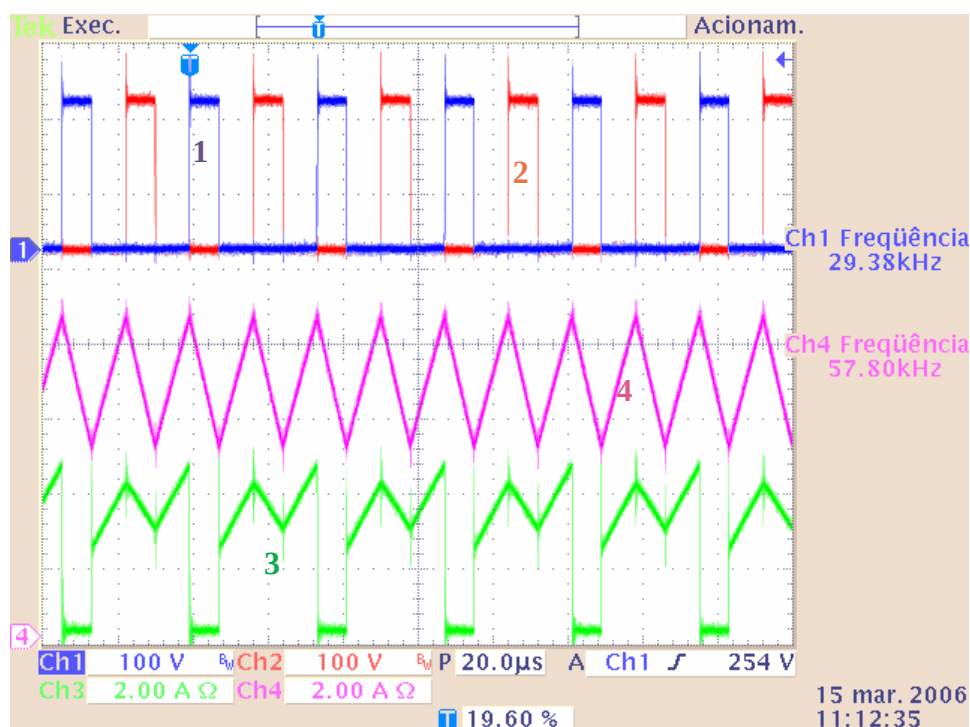


Fig. 4.4 – Tensão sobre os interruptores S2 (1) e S1(2), corrente que circula através do interruptor S1 (3) e a corrente que circula através do indutor I_L (4).

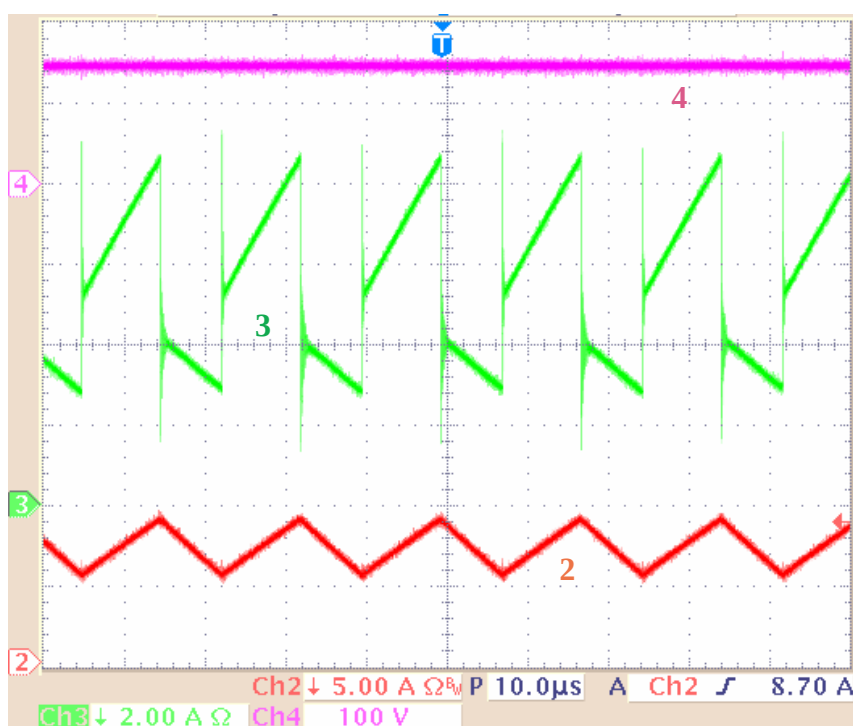


Fig. 4.5 – Tensão de saída V_o , corrente de entrada I_i (3) e corrente que circula através indutor I_L (2).

A Fig. 4.6 apresenta a característica de saída em função da corrente de carga e a Fig. 4.7 mostra o rendimento do conversor em função da potência de saída. Como pode ser

observado nesta figura, o rendimento para $D > 0,5$ foi maior que para $D < 0,5$. Este resultado comprovado experimentalmente decorre da redução das perdas em condução dos componentes do conversor, além da redução em particular das perdas em condução dos interruptores, pois estes processam em paralelo a energia durante o carregamento do indutor.

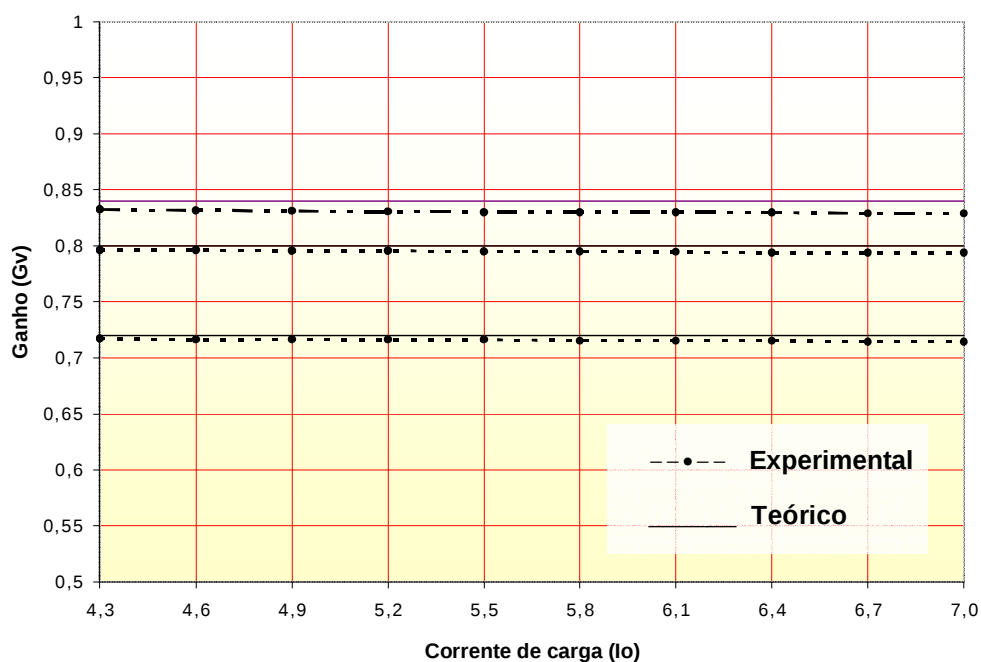


Fig. 4.6 – Característica de saída em função da corrente de carga.

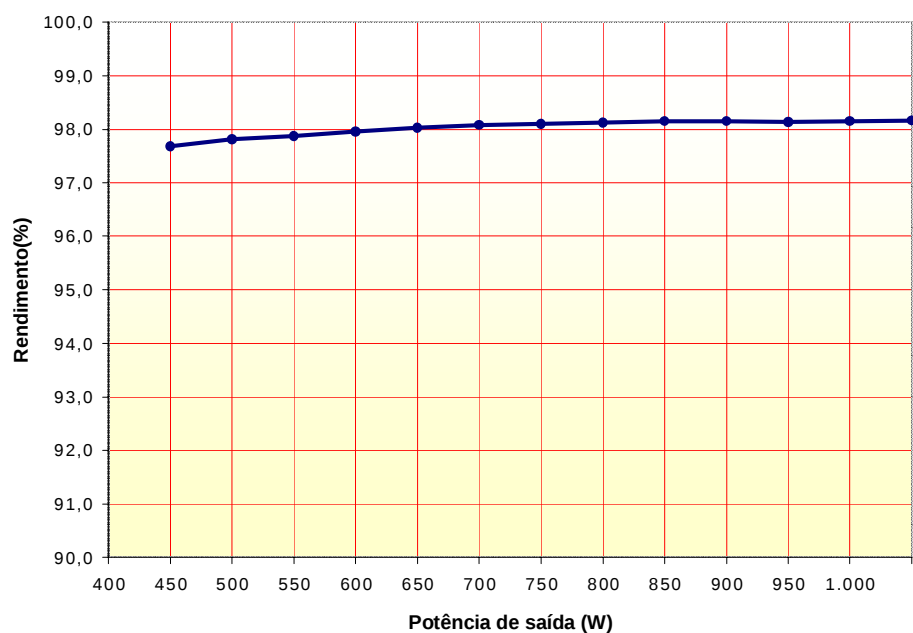


Fig. 4.7 –Rendimento em função da potência de saída.

Experimentalmente foi comprovado que a assimetria dos pulsos gerados pelo circuito de comando, isto é, se o comando de um interruptor apresentar razão cíclica diferente do comando de outro interruptor, haverá um desbalanceamento das células o que prejudicará o funcionamento do conversor. Portanto os pulsos gerados pelo circuito de comando devem estar defasados em 180° , e com razão cíclica variando de 0 a 100% simetricamente. Na literatura [15] é mostrado que para eliminar este desequilíbrio, pode-se fazer o controle do conversor por modo de corrente de pico, o que também é feito para o conversor *push-pull* que nesta situação apresenta o mesmo problema.

Para mostrar esta característica do conversor, são apresentadas as formas de onda na Fig. 4.8 para pulsos de *gate* dos MOSFETs simétricos. Na Fig. 4.9 são apresentadas formas de onda para pulsos assimétricos, com a diferença da largura dos pulsos de *gate* entre S1 e S2 em torno de 100 ns. Tanto na Fig. 4.8 como na Fig. 4.9 as curvas 2 e 4 mostram as correntes que circulam através dos interruptores S1 e S2 respectivamente, curva 1 mostra a tensão sobre interruptor S1 a curva 3 mostra a corrente de entrada.

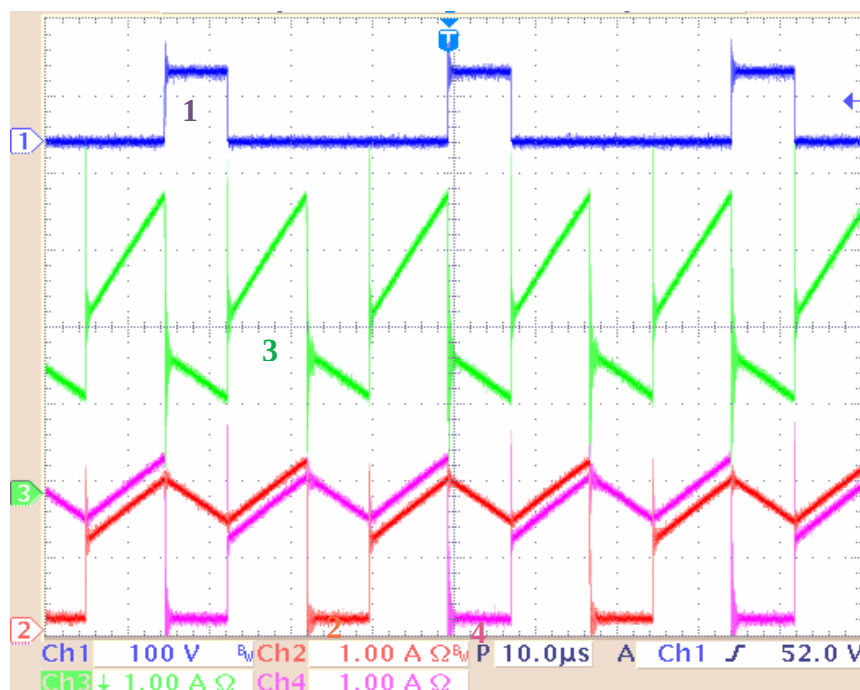


Fig. 4.8 - Tensão sobre o interruptor S2 (1), corrente que circula através dos interruptores S1 (4) e S2 (2) e corrente de entrada I_i (3).

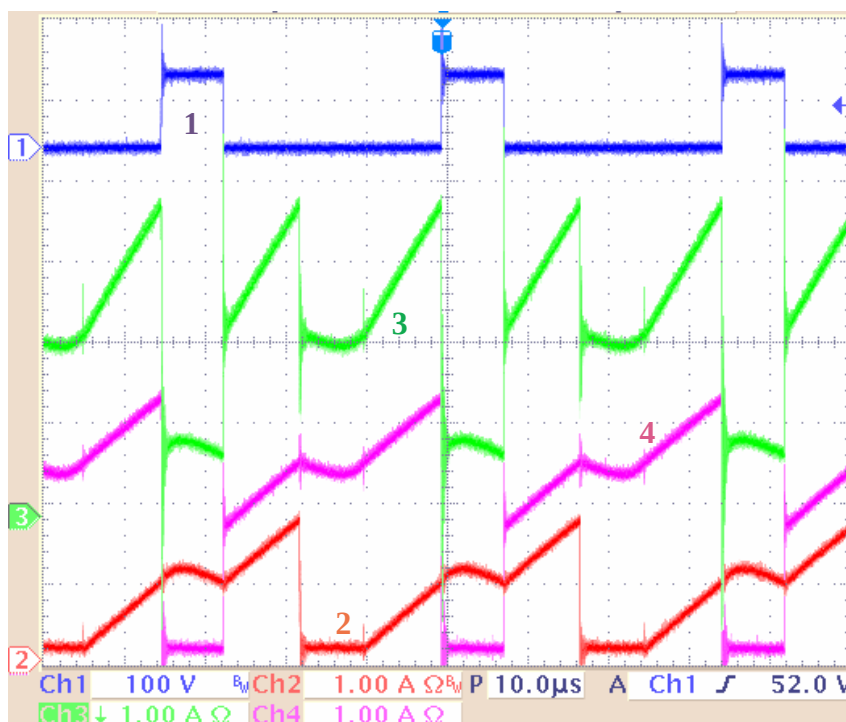


Fig. 4.9 - Tensão sobre o interruptor S2 (1), corrente que circula através dos interruptores S1 (4) e S2 (2) e corrente de entrada I_i (3).

4.6 - CONCLUSÕES

São apresentados neste capítulo uma metodologia de projeto, os resultados de simulação em condições ideais e os resultados experimentais do protótipo do conversor *buck* operando com razão cíclica maior que 0,5, no modo de condução contínua. Como pôde ser visto, os resultados foram extraídos utilizando o conversor implementado para D menor que 0,5, que segundo o projeto do capítulo 4, está sobre dimensionado para esta aplicação. Desta maneira conclui-se que o conversor projetado para D menor que 0,5 pode ser utilizado para qualquer valor de razão cíclica.

As etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e de corrente, traçadas no estudo teórico no capítulo 2, são validadas por meio da simulação numérica e da experimentação.

A característica de saída deste conversor, obtida através de ensaios do protótipo, apresentou o mesmo comportamento daquela obtida analiticamente. A curva de rendimento deixa claro a alta eficiência deste conversor, devido principalmente à distribuição de correntes simétrica entre os interruptores. Além disso, o rendimento apresenta elevado valor desde carga baixa até plena carga.

Ainda neste capítulo, observou-se que a existência da assimetria dos pulsos gerados pelo circuito de comando provoca um desbalanceamento das células, o que prejudicará o funcionamento do conversor.

CONCLUSÕES FINAIS

O estudo desenvolvido neste trabalho originou-se da busca de alternativas, dentro da eletrônica de potência, de melhoria da eficiência de conversores CC-CC. Neste contexto, o uso de células de comutação de três estados permite aos interruptores processarem apenas parte da energia transferida à carga, enquanto os diodos processam a parte restante. Contudo, durante o período em que a corrente passa apenas por interruptores, ela se divide entre os interruptores em paralelo o que reduz as perdas em condução nestes componentes. Desta maneira pode-se optar no projeto do conversor entre a utilização de diferentes modelos de diodos e interruptores ativos, a fim de se obter a melhor eficiência possível e menor preço do conversor. Além disso, as ondulações de corrente apresentam amplitudes reduzidas e frequências com o dobro do valor da frequência de comutação. Quanto às perdas nos semicondutores, estas se tornam melhores distribuídas em um número maior de componentes, facilitando a operação dos elementos dissipadores de calor.

As informações preliminares do trabalho mostram a definição e origem da célula de comutação de dois estados. A partir dela, todos os seis conversores básicos não-isolados são caracterizados.

A célula de comutação de três estados, da mesma forma que a de dois estados, pode ser aplicada aos seis conversores básicos não-isolados. A diferença é que, dependendo da escolha da topologia de conversor e do processo utilizado para gerar a célula, cinco alternativas de células de comutação de três estados, designadas pelas letras A, B, C, D e E, são idealizadas.

Este trabalho, além de explorar o conceito de célula de comutação de três estados, proposto na literatura [4], mostra a estrutura das cinco famílias de conversores obtidas a partir das cinco células distintas. Como escolha para análise completa e implementação, optou-se pela importante topologia *buck*, implementada através da célula B.

A análise do conversor *buck* CC-CC de três estados, gerado a partir da célula B, é desenvolvida para os modos de condução contínua, descontínua e crítica, levando em consideração os dois tipos de comando dos interruptores: operação com sobreposição dos pulsos, para $D > 0,5$, e operação sem sobreposição dos pulsos, para $D < 0,5$. A partir desta análise, obtêm-se as principais equações e formas de onda para o entendimento completo do conversor. Ademais, as curvas de ganho estático (ou característica de carga ou de transferência) para todos os modos de operação, são obtidas.

Como principal resultado do trabalho, destaca-se o desenvolvimento completo do conversor, através das análises qualitativas e quantitativas, seguido de simulação digital de todos os modos de operação deste novo conversor. O protótipo de 1kW implementado foi idealizado tanto para operação razão cíclica menor que meio ($0 < D \leq 0,5$) como para razão cíclica maior que meio ($0,5 \leq D < 1$). Os resultados experimentais foram obtidos então para os dois modos, com e sem superposição dos pulsos.

Para razão cíclica menor que meio, estão apresentados a seguir o resumo de algumas comparações em relação a um *buck* clássico, projetado com os mesmos dados de entrada e saída:

- Maior número de componentes;
- Na característica de saída, a região no modo de condução descontínua é menor;
- A indutância crítica é menor;
- A corrente que circula através dos interruptores é menor;
- As frequências das ondulações de tensão e de corrente (*ripple*) sobre os elementos reativos são o dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que permite redução de peso e de volume dos mesmos.
- O valor da máxima ondulação de corrente através do indutor é menor;
- Apenas 50% da energia fornecida para a carga passa diretamente pelos interruptores ativos controlados, graças à utilização do transformador (indutores acoplados), ou seja,

somente 25% da energia total é processada em cada interruptor . Os 50% restante da energia fornecida à carga passa pelos diodos, dividindo então as perdas entre os diodos e interruptores, o que demonstra uma grande vantagem em comparação ao buck clássico, que processa toda sua energia pelo interruptor ativo.

Para razão cíclica maior que meio, além das comparações anteriores que são preservadas, observa-se que a corrente de entrada, embora pulsada, apresenta baixa ondulação e é contínua, ou seja, não atingindo zero. Isso demonstra uma grande vantagem em relação ao conversor *Buck* clássico onde a corrente de entrada é sempre descontínua para todos os modos de operação, o que faz com que o filtro de entrada para o *Buck* clássico, quando utilizado, tenha maior volume.

O conversor apresentado torna-se bastante atrativo em aplicações de potências mais elevadas, principalmente pelo fato das perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilitando assim o projeto térmico do conversor. Esta topologia pode se tornar interessante em aplicações industriais onde baixas tensões e elevadas correntes são requeridas.

Como sugestão para trabalhos futuros, as seguintes linhas de desenvolvimento deste conversor ainda precisam ser exploradas.

- A aplicação de um *snubber* regenerativo para melhorar o processo de comutação dos interruptores e, conseqüentemente o desempenho;
- A modelagem do conversor para operação em malha fechada de tensão;
- A obtenção de topologias isoladas, a partir do *buck* de três estados;
- O estudo das demais células de comutação aplicadas ao conversor *Buck*;
- Buscar topologia híbrida para correção ativa do fator de potência (CFP).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BASCOPÉ, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cell. In PESC – Power Electronics Specialists Conference Records, 2000. p. 858-863.
- [2] TYMERSKI, R; VORPERIAN, V. Generation classification and analysis of switched-mode dc-to-dc converters by the use of converter cells. In: IEEE INTELEC, 1986 Proceeding, pp 181-195.
- [3] LANDSMAN, E. E. A unifying derivation of switching regulator topologies. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1979 Record, pp. 239-243
- [4] BASCOPÉ, G. V. T. Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. UFSC, 2001
- [5] BASCOPÉ, G. V. T.; BARBI, I. Novo conversor CC-CC PWM não isolado com célula de três estados de comutação. CBA – XIII Congresso Brasileiro de Automática, 2000, p. 778-783.
- [6] J. P. R BALESTERO, F. J. M. de Seixas, T. N. Santelo, G. V. T BASCOPÉ, Three-state switching cell for buck dc-to-dc converter. Santos –SP: GCETE congress, 2005.
- [7] J. P. R BALESTERO, F. J. M. de Seixas, T. N. Santelo, G. V. T BASCOPÉ, Buck PWM dc-to-dc converter with three-state switching cell. Recife-PE: COBEP congress, 2005.
- [8] BARBI, I.; MARTINS, D. C. Conversores CC-CC básicos não isolados. Edição do autor, Florianópolis, 2000.
- [9] UNITRODE. Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual. 1986.
- [10] BARBI, I. Projeto de Fontes Chaveadas. Florianópolis: Edição do autor, 2001.
- [11] HIMMELSTOSS, Felix A. Fourth Order DC-DC Converters with Limited Duty Cycle Range. In: INTELEC'93 – International Telecommunication Energy Proceeding, 1993. p.358-364.
- [12] ADVANCED POWER TECHNOLOGY (APT). Catálogo de MOSFETs. <http://www.advancedpower.com>, 2006
- [13] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. Catálogo de diodos. <http://www.fairchildsemi.com>, 2006.
- [14] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W. P. Power Electronics Converters, Applications and Design. Ed. John Wiley & Sons. New York, 1989.
- [15] ZHOU, X; CHEN, D; JAMERSON, C. Leading-edge Modulation Voltage-mode Control with Flux Unbalance Correction for Push-pull Converter. APEC, 2000.

ANEXO A

OBTENÇÃO DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS A PARTIR DOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

A.1 – INTRODUÇÃO

A obtenção das células de comutação de três estados foi feita a partir de conversores clássicos isolados conhecidos na literatura, como o conversor *Push-pull* alimentado em tensão e em corrente (conversor de *Clark*), conversor de *Weinberg*, conversor de *Weinberg* modificado e o conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente. As células obtidas receberam o nome de célula “A”, célula “B”, célula “C”, célula “D” e célula “E”.

Neste capítulo apresenta-se o procedimento para obtenção de cada célula de comutação, além das três topologias básicas dos conversores CC-CC não isolados, resultantes da utilização de cada uma das células de comutação, como foi desenvolvido na referência [4].

A.2- OBTENÇÃO DA CÉLULA “A” E AS TRÊS TOPOLOGIAS BÁSICAS

O procedimento para obtenção da célula “A” é ilustrado na Fig.A 1. Os passos para obtenção são detalhados a seguir:

- a) Apresenta-se o circuito do conversor isolado *push-pull* clássico, alimentado em tensão e saída em corrente, como é mostrado na Fig.A 1a.
- b) Os enrolamentos primário e secundário são substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador, como é mostrado na Fig.A 1b.
- c) O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap-central (TC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como conversor boost ou ao terminal positivo para operar como conversor buck-boost, como é mostrado na Fig.A 1c.

d) Modificando adequadamente o circuito e dando a mesma forma do esquema representado na Fig. 1.3, obtém-se a Fig.A 1d.

e) Finalmente, obtém-se a célula “A” mostrada na Fig.A 1e.

Uma vez determinada a célula “A”, o próximo passo é aplicar a técnica de geração de topologias básicas apresentada na Fig. 1.3, onde a célula do conversor é substituída pela célula “A”. Desta maneira, obtém-se as três novas topologias de conversores CC-CC não isolados. Os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* são mostrados nas Fig.A 2, Fig.A 3 e Fig.A 4 respectivamente.

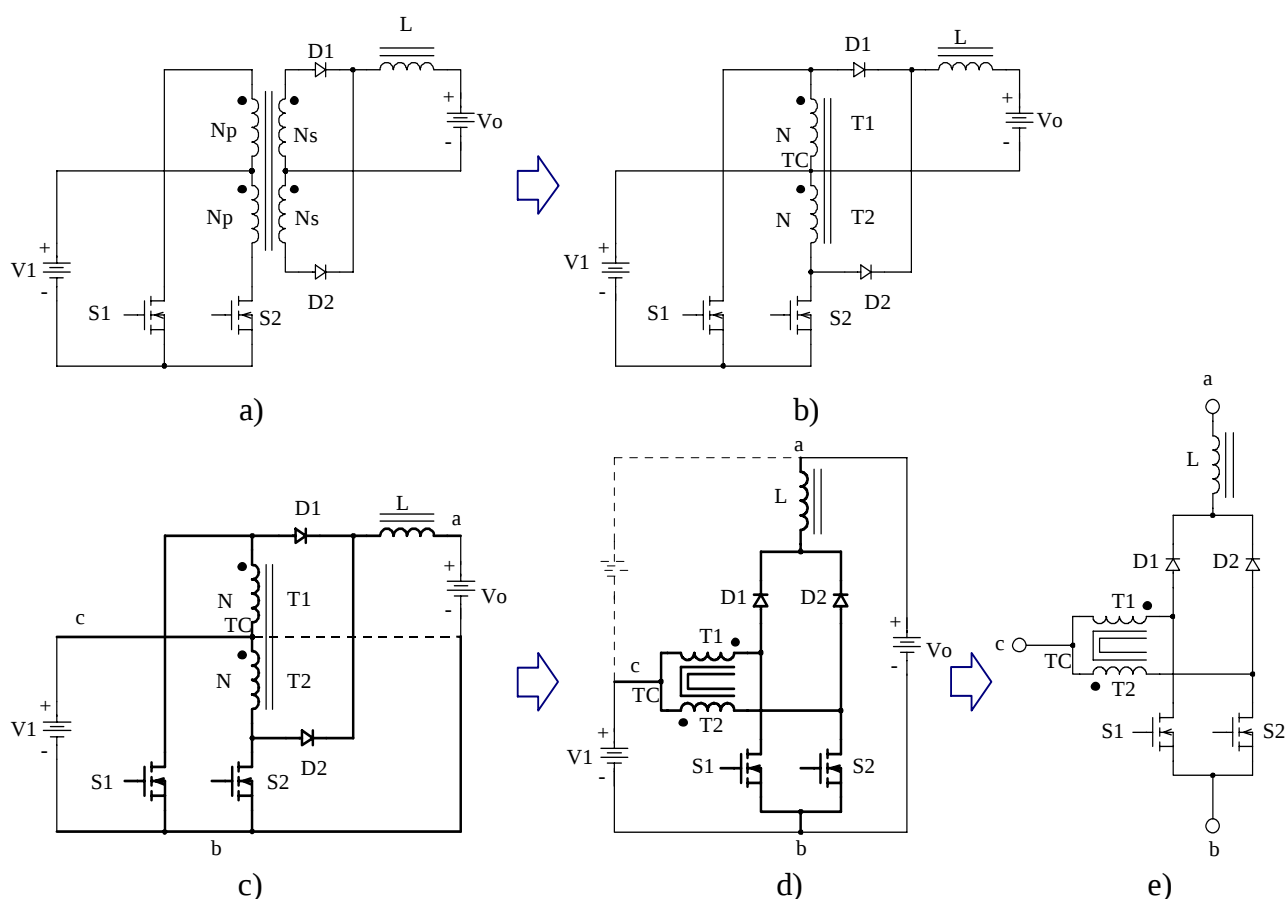
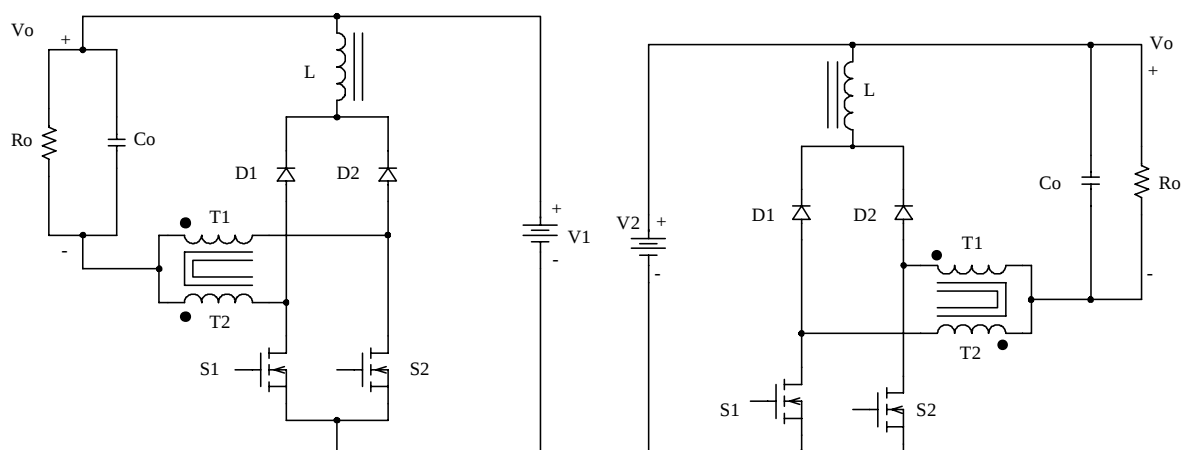
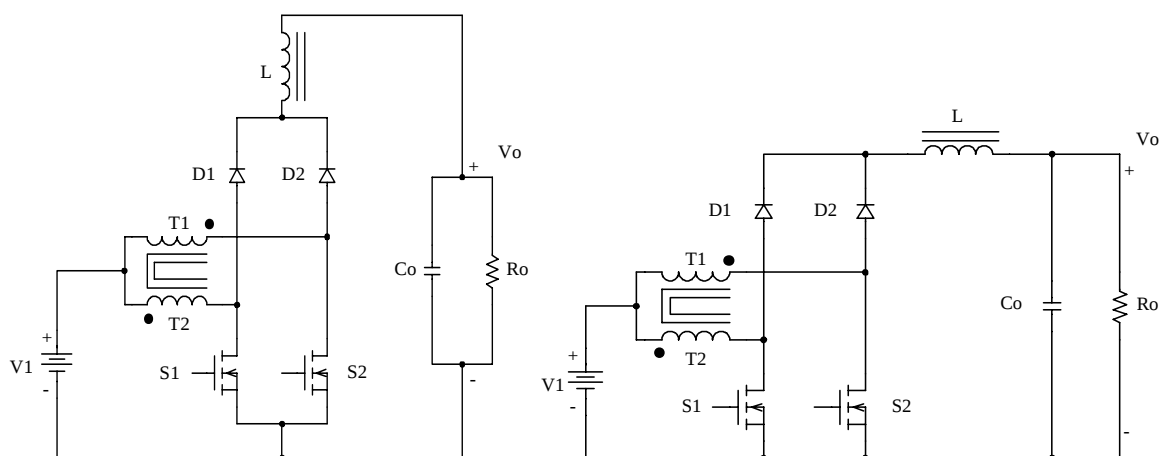
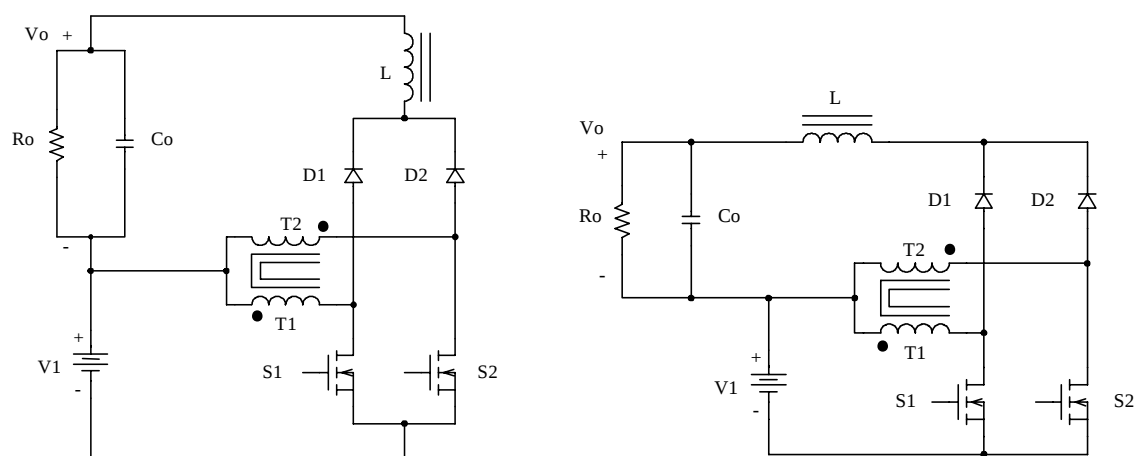


Fig.A 1 - Obtenção da célula “A”.

Fig.A 2 - Conversor *Buck*.Fig.A 3 - Conversor *Boost*.Fig.A 4 - Conversor *Buck-Boost*.

A.3 - OBTENÇÃO DA CÉLULA “B” E AS TRÊS TOPOLOGIAS BÁSICAS

O procedimento de obtenção da célula “B” é mostrado na Fig.A 5. Os passos de obtenção são detalhados a seguir:

- Apresenta-se o circuito do conversor isolado *push-pull* clássico, alimentado em corrente, como é mostrado na Fig.A 5a.
- Os enrolamentos primário e secundário são substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador, como é mostrado na Fig.A 5b.
- O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap-central (TC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como conversor *boost* ou ao terminal positivo para operar como conversor *buck-boost*, como é mostrado na Fig.A 5c.
- Modificando adequadamente o circuito e dando a mesma forma do esquema apresentado na Fig. 1.3, obtém-se a Fig.A 5d.
- Finalmente, obtém-se a célula “B” mostrada na Fig.A 5e.

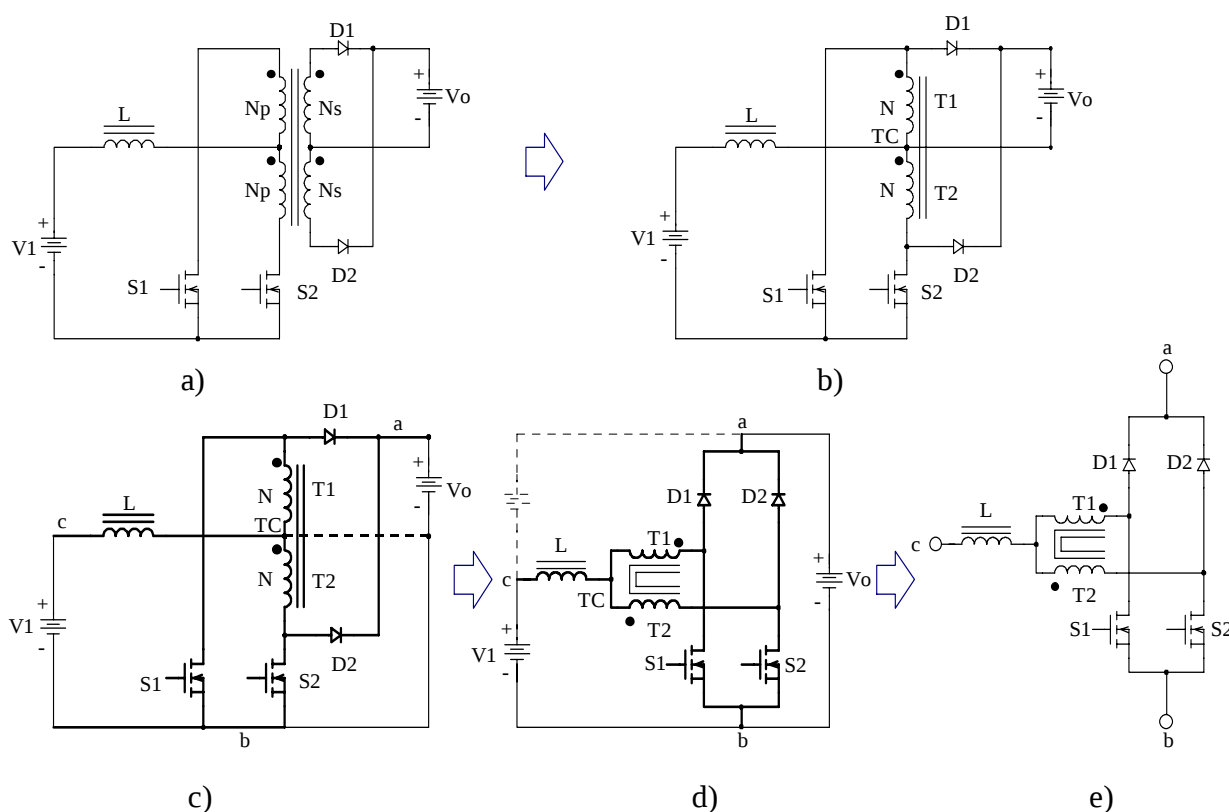


Fig.A 5 – Obtenção da célula “B”.

Determinada a célula “B”, o próximo passo é aplicar a definição de geração de topologias básicas apresentada na Fig. 1.3, onde a célula do conversor é substituída pela

célula “B”. Desta maneira, obtém-se as três novas topologias de conversores CC-CC não isolados. Onde são mostrados o conversor *buck*, *boost* e *buck-boost* nas Fig.A 6, Fig.A 7 e Fig.A 8 respectivamente.

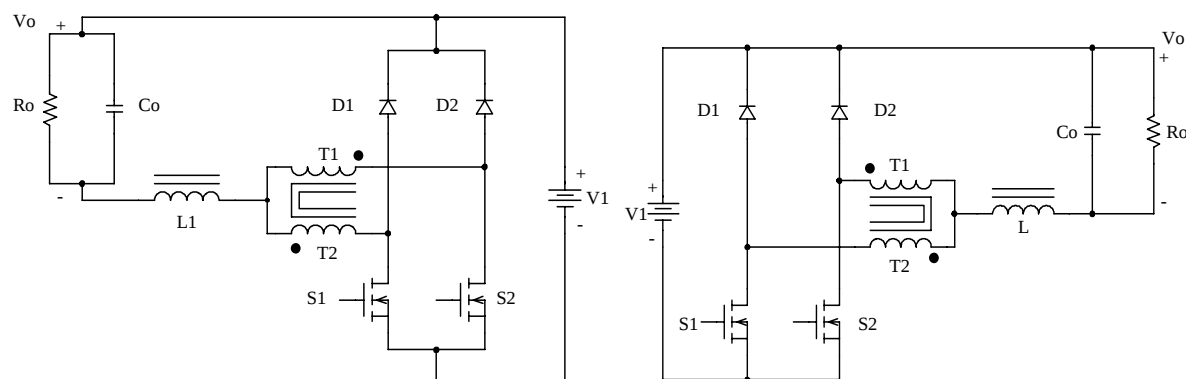


Fig.A 6 - Conversor Buck.

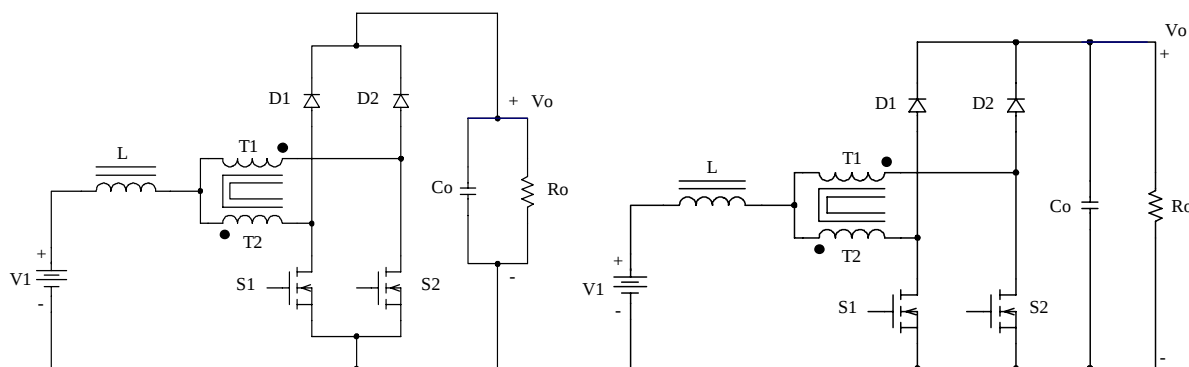


Fig.A 7 - Conversor Boost.

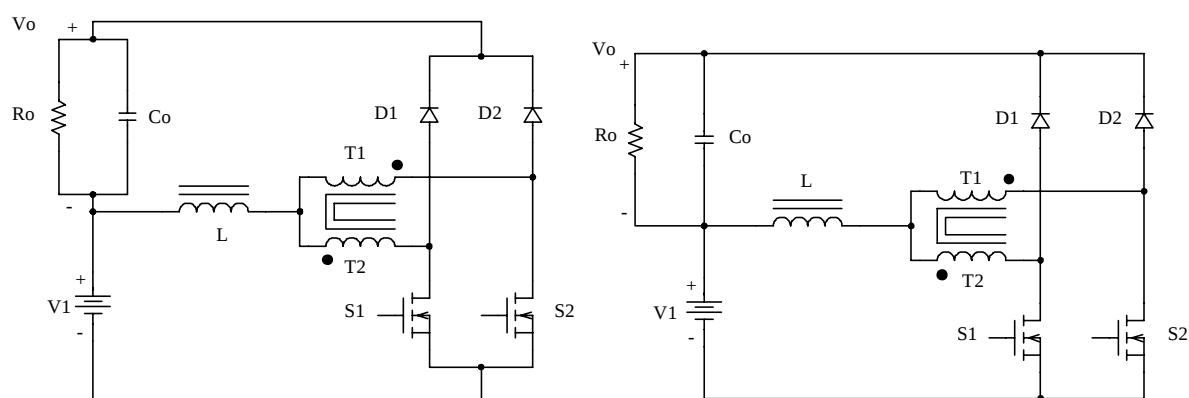


Fig.A 8 - Conversor Buck-Boost.

A.4 - OBTENÇÃO DA CÉLULA “C” E AS TRÊS TOPOLOGIAS BÁSICAS

A maneira como é obtida a célula “C” é mostrada na Fig.A 9. O detalhe dos passos para obtenção da célula é explicado a seguir:

- Apresenta-se o circuito do conversor isolado *Weinberg*, como é mostrado na Fig.A 9a.
- Os enrolamentos primário e secundário são substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador, como é mostrado na Fig.A 9b.
- O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap-central (TC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como conversor *boost* ou ao terminal positivo para operar como conversor *buck-boost*, como é mostrado na Fig.A 9c.
- Modificando adequadamente o circuito e dando a mesma forma do esquema representado na Fig. 1.3, obtém-se a Fig.A 9d.
- Finalmente, a célula “C” é mostrada na Fig.A 9e.

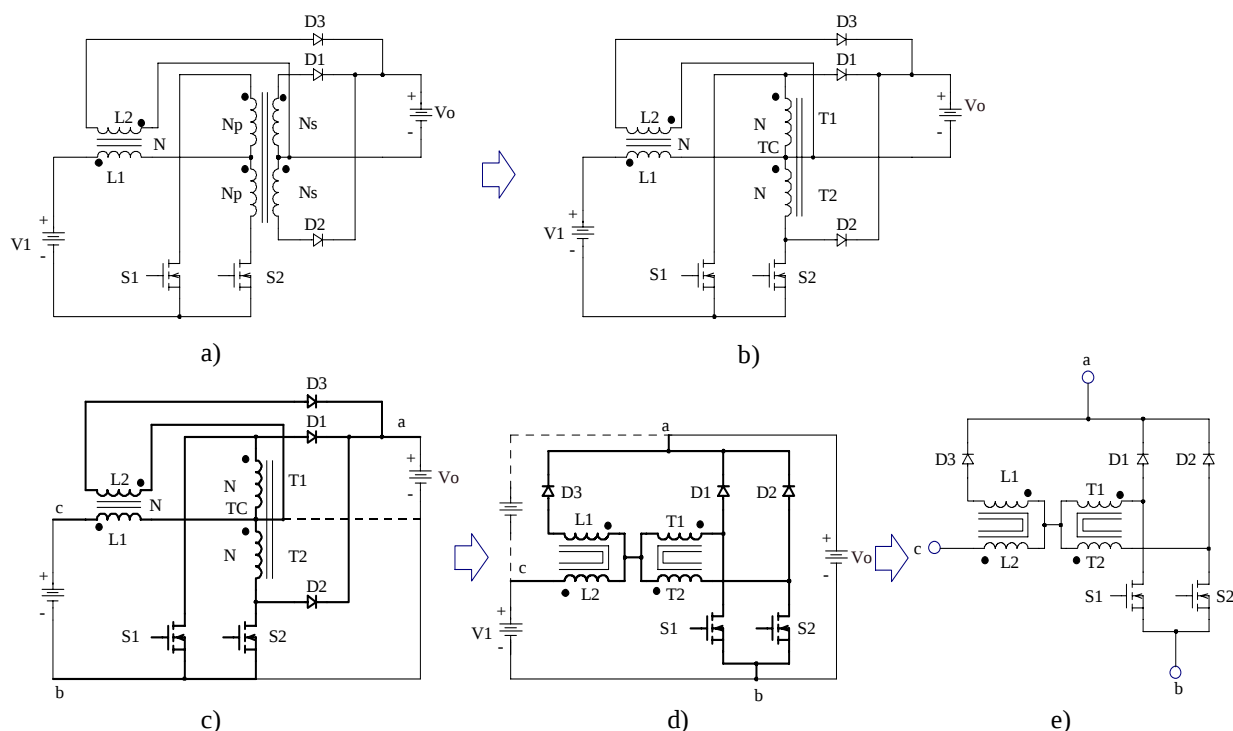


Fig.A 9 – Obtenção da célula “C”.

Uma vez determinada a célula “C”, é aplicada a técnica de geração de topologias básicas segundo a , onde a célula do conversor é substituída pela célula “C”. Desta maneira, obtém-se as três novas topologias de conversores CC-CC não isolados. Os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* são mostrados nas Fig.A 10, Fig.A 11 e Fig.A 12, respectivamente.

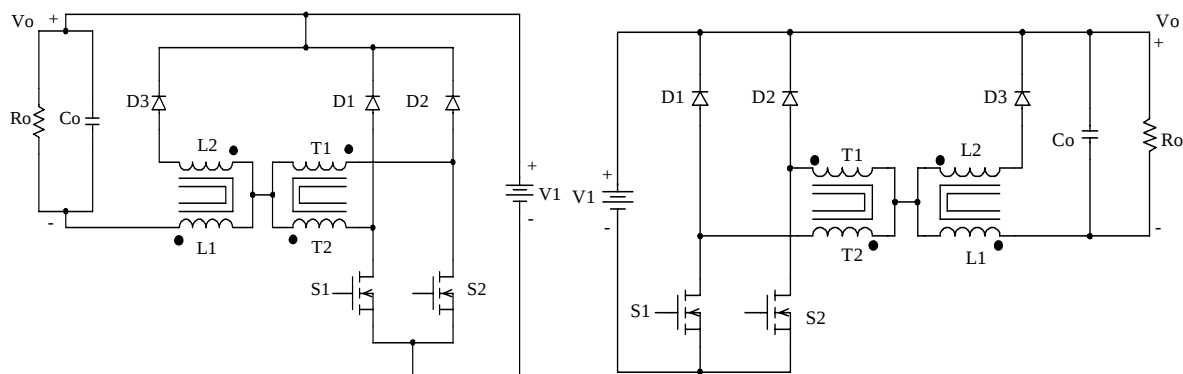


Fig.A 10 - Conversor Buck.

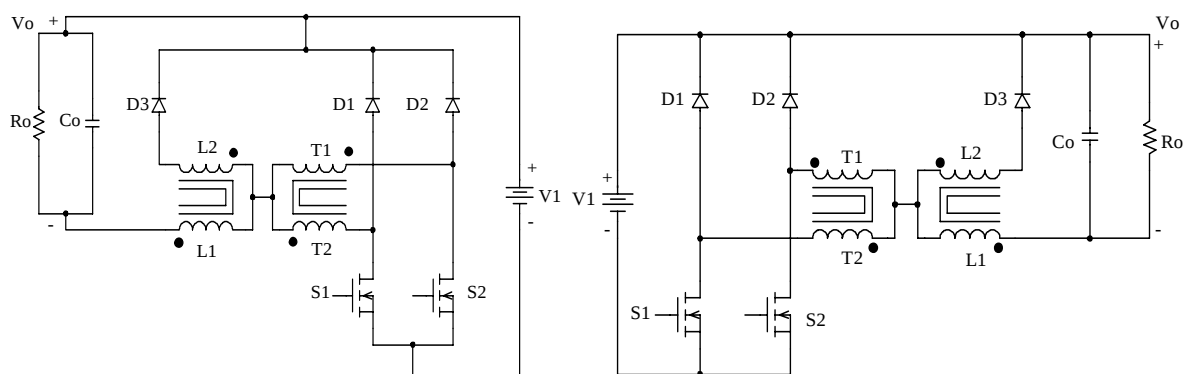


Fig.A 11 - Conversor Boost.

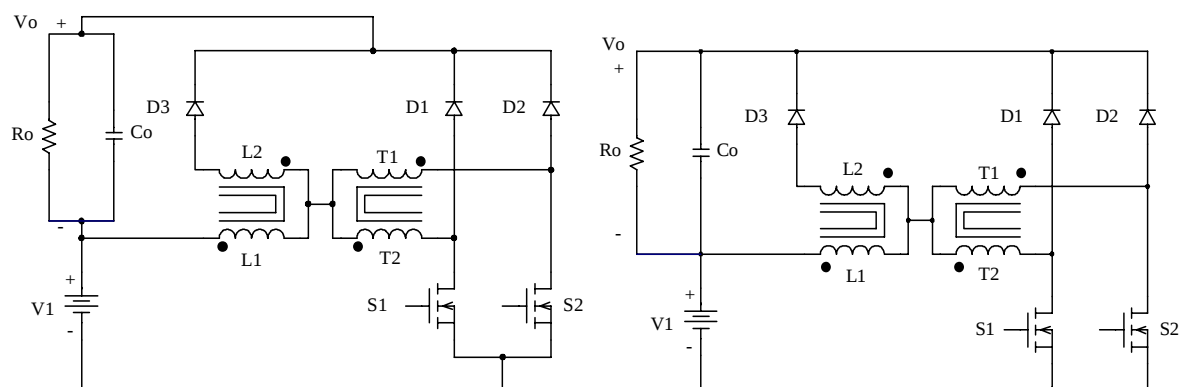


Fig.A 12 - Conversor Buck-Boost.

A.5 - OBTENÇÃO DA CÉLULA “D” E AS TRÊS TOPOLOGIAS BÁSICAS

A obtenção da célula “D” é mostrada na Fig.A 13, onde, o procedimento é detalhado a seguir:

- Apresenta-se o circuito do conversor isolado *Weinberg* modificado, como é mostrado na Fig.A 13a.
- Os enrolamentos primário e secundário são substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador, como é mostrado na Fig.A 13b.

- c) O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap-central (TC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como conversor *boost* ou ao terminal positivo para operar como conversor *buck-boost*, como é mostrado na Fig.A 13c.
- d) Modificando adequadamente o circuito e dando a mesma forma do esquema apresentado na Fig. 1.3, obtém-se a Fig.A 13d.
- e) Finalmente, a célula “D” é mostrada na Fig.A 13e.

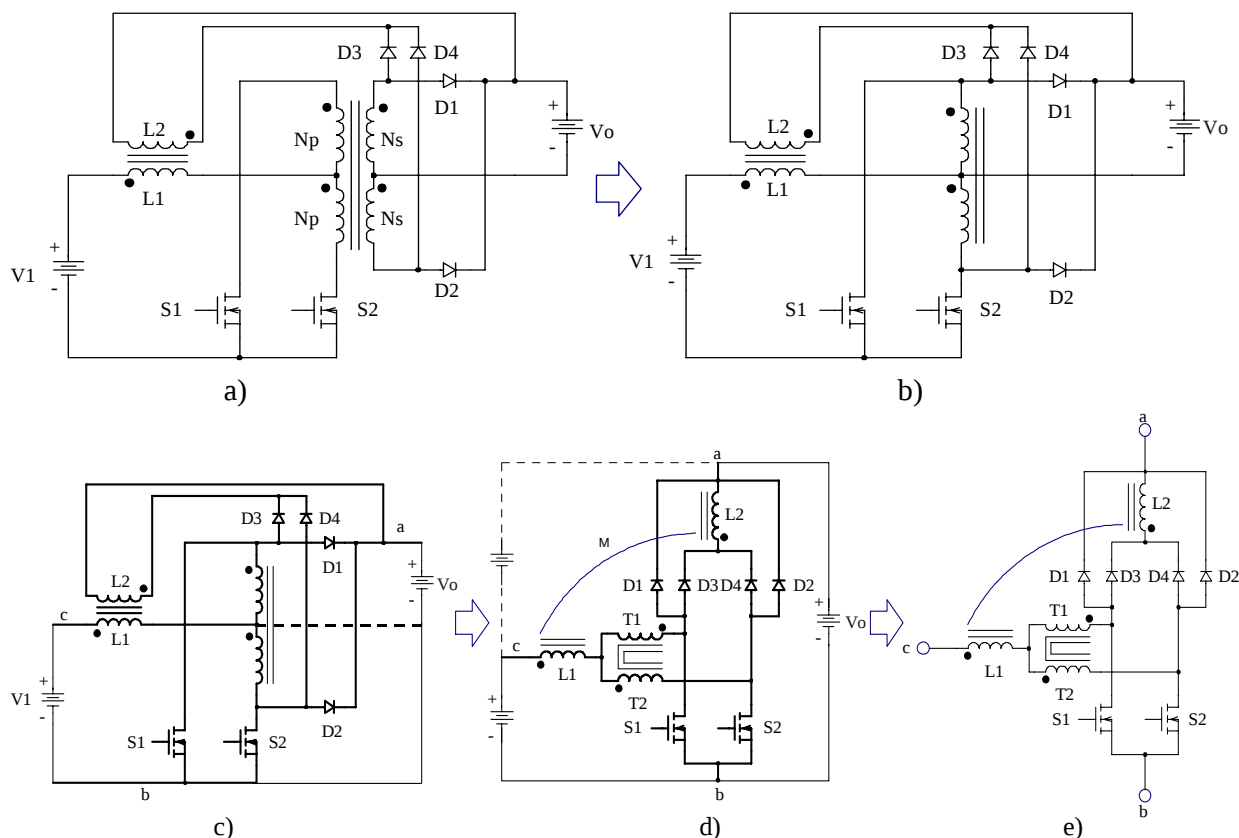
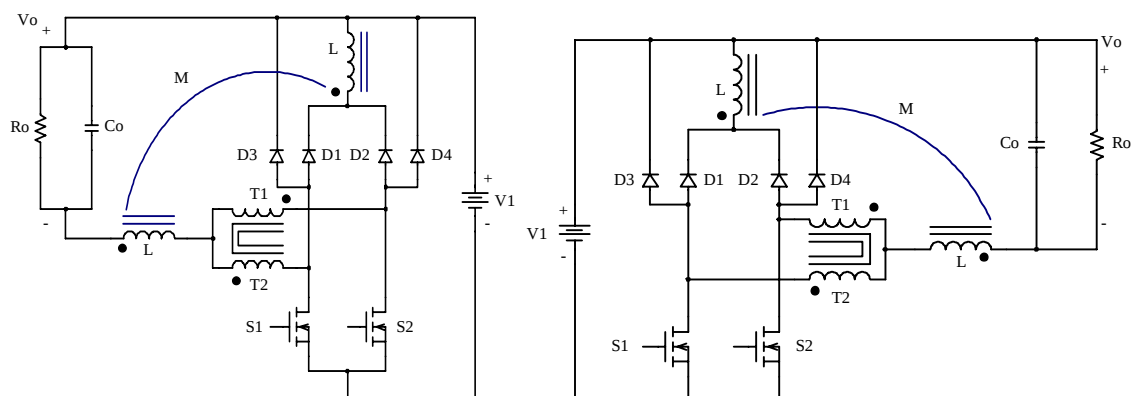
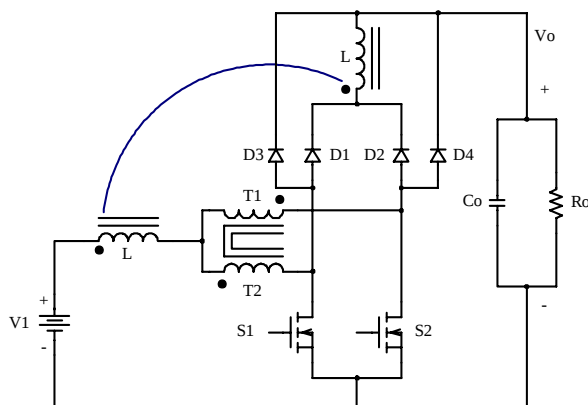
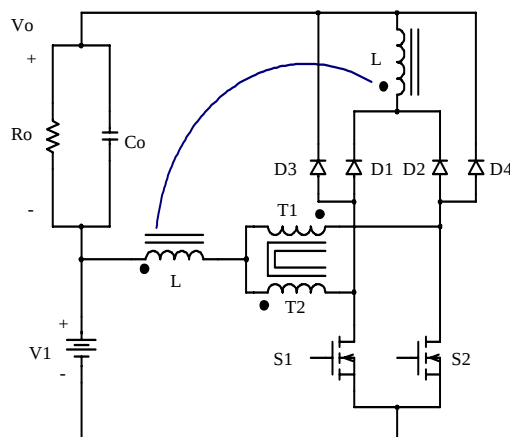


Fig.A 13 – Obtenção da célula “D”.

Fig.A 14 – Conversor *buck*.

Fig.A 15 – Conversor *boost*.Fig.A 16 – Conversor *buck-boost*

Uma vez conhecida a célula “D”, é aplicada a técnica de geração de topologias básicas apresentada na Fig. 1.3 , onde a célula do conversor é substituída pela célula “D”. Desta maneira, obtém-se as três novas topologias de conversores CC-CC não isolados. Onde, o conversor *buck*, *boost* e *buck-boost* são mostrados nas Fig.A 14, Fig.A 15, e Fig.A 16, respectivamente.

A.6 - OBTENÇÃO DA CÉLULA “E” E AS TRÊS TOPOLOGIAS BÁSICAS

A maneira como é obtida a célula “E” é mostrada na Fig.A 17, e seu procedimento é explicado a seguir:

- Apresenta-se o circuito do conversor isolado *flyback-push-pull* alimentado em corrente, como é mostrado na Fig.A 17a.
- Os enrolamentos primário e secundário são substituídos pelas indutâncias de

magnetização do núcleo, devidamente acopladas, formando então um autotransformador, como é mostrado na Fig.A 17b.

- c) O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap-central (TC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como conversor *boost* ou ao terminal positivo para operar como conversor *buck-boost*, como é mostrado na Fig.A 17c.

- d) Modificando adequadamente o circuito e dando a mesma forma do esquema apresentado na Fig. 1.3, obtém-se a Fig.A 17d.

- e) Finalmente, a célula “A” é mostrada na Fig.A 17e.

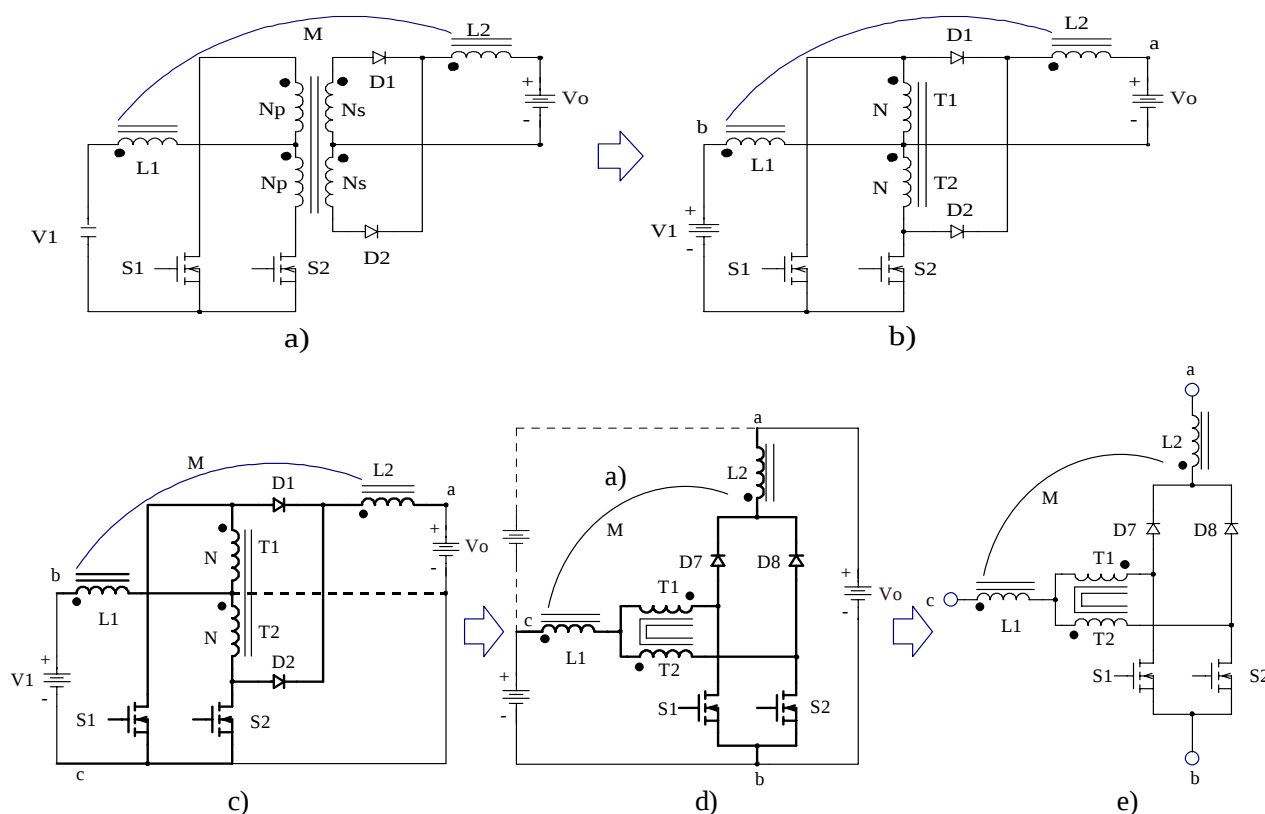


Fig.A 17 – Obtenção da célula “E”.

Uma vez encontrada a célula “E”, é aplicado a técnica de geração de topologias básicas apresentada na Fig. 1.3 Fig. 1.3, onde a célula do conversor é substituída pela célula “E”. Desta maneira, obter as três novas topologias de conversores CC-CC não isolados. Onde,

o conversor *buck boost* e *buck-boost* são mostrados nas Fig.A 18, Fig.A 19 e Fig.A 20 respectivamente.

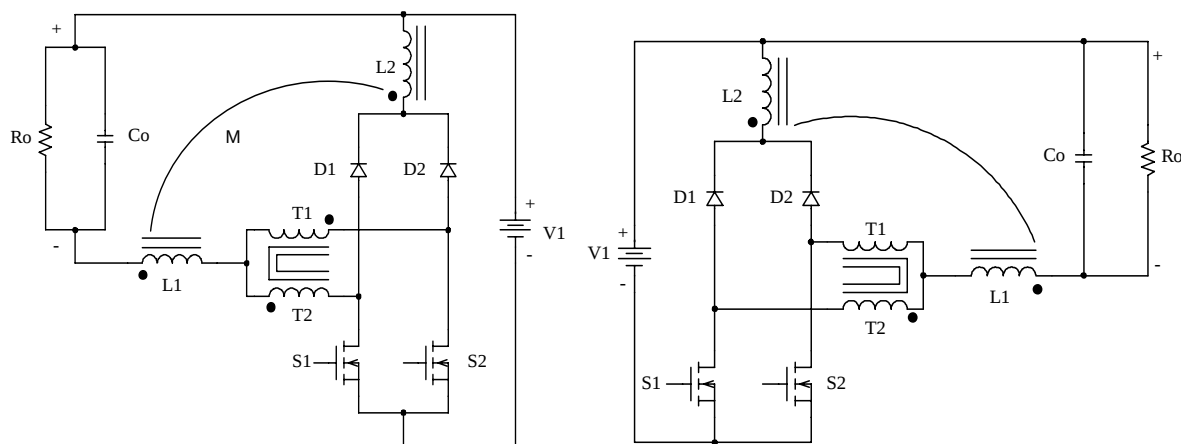


Fig.A 18 - Conversor *Buck*.

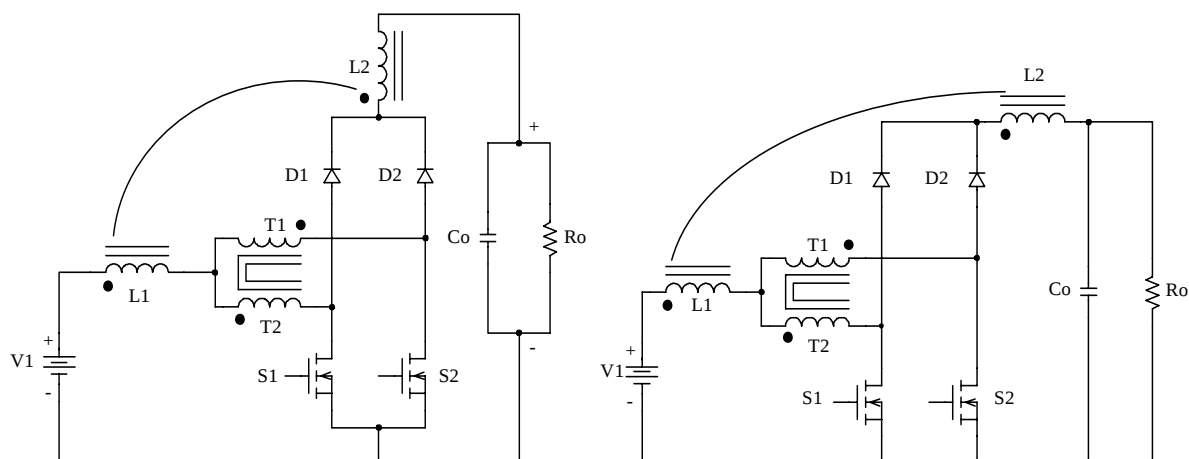


Fig.A 19 - Conversor *Boost*.

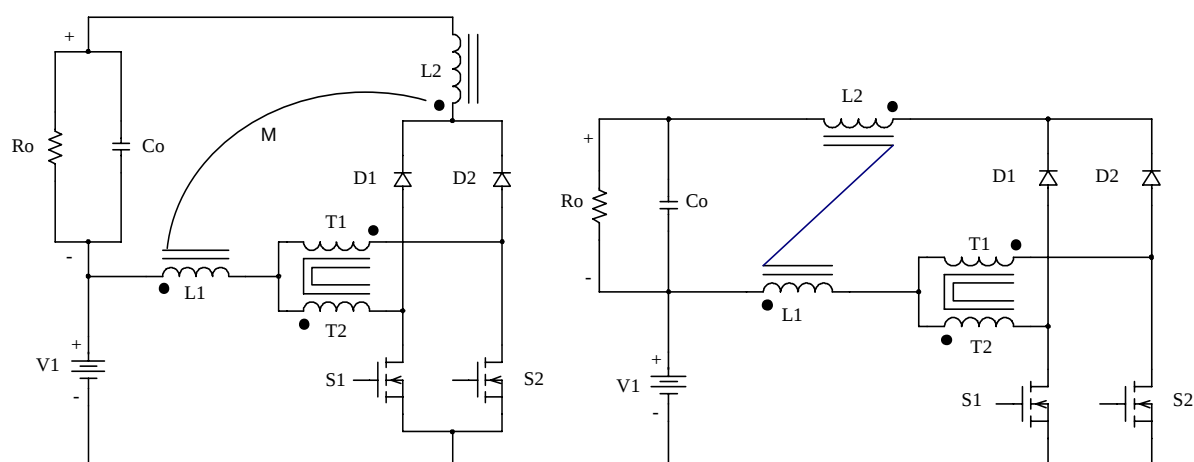


Fig.A 20 - Conversor *Buck-Boost*.

É realizado um resumo das células obtidas, como são mostrados na Fig.A 21.

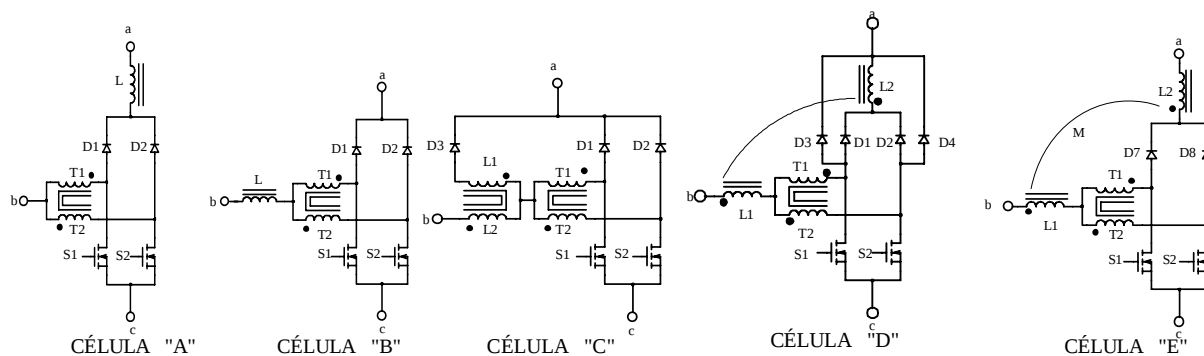
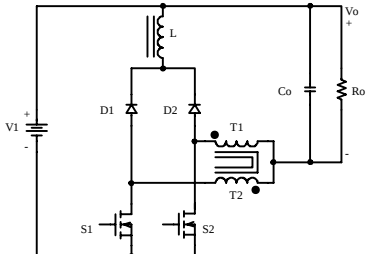
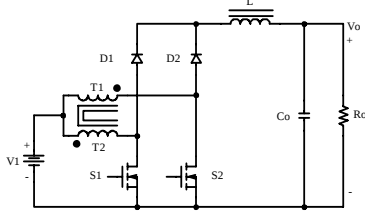
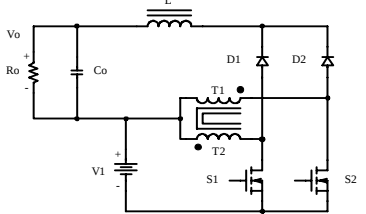
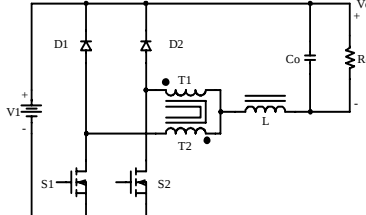
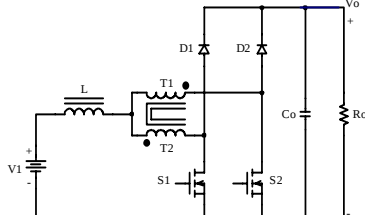
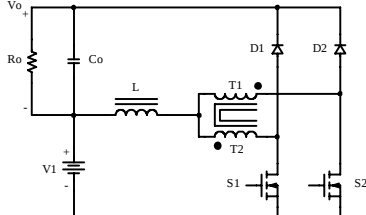
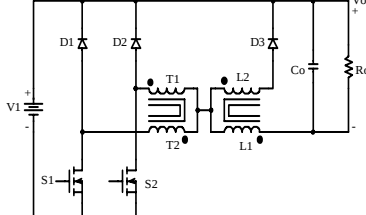
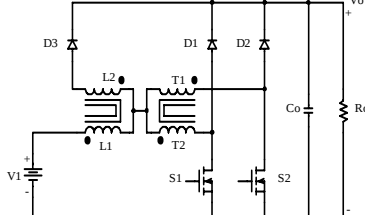
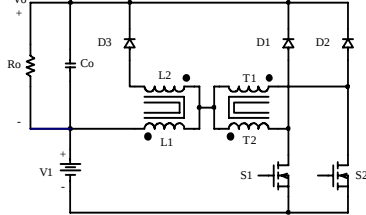
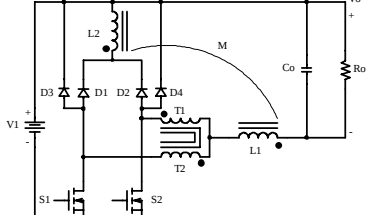
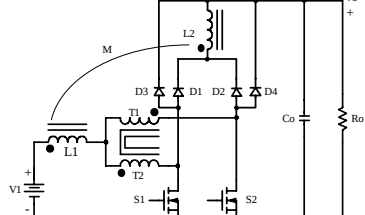
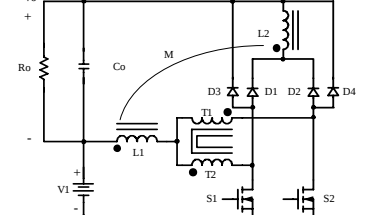
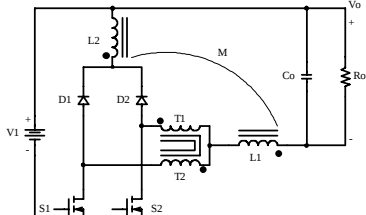
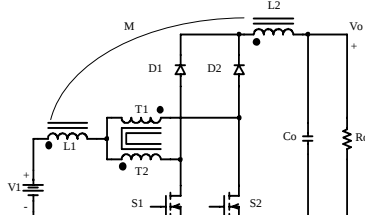
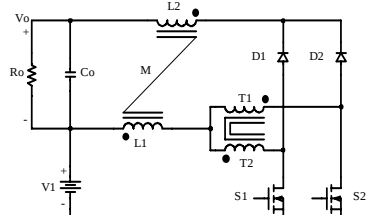


Fig.A 21 – Células obtidas.

A tabela A.1 mostra o resumo dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* obtidos, e seus respectivos ganhos estáticos para operação no modo de condução contínua.

TABELA A.1: Sumário dos conversores obtidos com as diferentes células

CÉL.	BUCK		BOOST		BUCK-BOOST	
V_0/V_1	$0 < D < 0.5$	$0.5 < D < 1$	$0 < D < 0.5$	$0.5 < D < 1$	$0 < D < 0.5$	$0.5 < D < 1$
A						
V_0/V_1	$\frac{2 \cdot D}{1 + 2 \cdot D}$		$1 + 2 \cdot D$		$2 \cdot D$	
B						
V_0/V_1	D		$\frac{1}{1 - D}$		$\frac{D}{1 - D}$	
C						
V_0/V_1	$\frac{2 \cdot D}{1 + 2 \cdot D}$		$1 + 2 \cdot D$		$2 \cdot D$	
D						
V_0/V_1	$\frac{2 \cdot D}{1 + 2 \cdot D}$		$1 + 2 \cdot D$		$2 \cdot D$	
E						
V_0/V_1	$\frac{4 \cdot D}{3 + 2 \cdot D}$		$\frac{3 + 2 \cdot D}{3 - 2 \cdot D}$		$\frac{4 \cdot D}{3 - 2 \cdot D}$	