



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**KASSIO DEREK NOGUEIRA CAVALCANTE**

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM ISOLAMENTO  
MONOFÁSICO DE ALTA FREQUÊNCIA PARA APLICAÇÕES NO SETOR  
AUTOMOBILÍSTICO E ENERGIAS RENOVÁVEIS**

**FORTALEZA**

**2024**

**KASSIO DEREK NOGUEIRA CAVALCANTE**

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM ISOLAMENTO  
MONOFÁSICO DE ALTA FREQUÊNCIA PARA APLICAÇÕES NO SETOR  
AUTOMOBILÍSTICO E ENERGIAS RENOVÁVEIS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientador: Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel.

FORTALEZA

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

C364c Cavalcante, Kassio Derek Nogueira.

Conversor cc-cc bidirecional intercalado com isolamento monofásico de alta frequência para aplicações no setor automobilístico e energias renováveis. / Kassio Derek Nogueira Cavalcante. – 2023.

170 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientação: Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel.

1. Conversor CC - CC bidirecional isolado. 2. Carregador de baterias. 3. Veículo elétrico. I. Título.

CDD 621.3

---

**KASSIO DEREK NOGUEIRA CAVALCANTE**

**CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM ISOLAMENTO  
MONOFÁSICO DE ALTA FREQUÊNCIA PARA APLICAÇÕES NO SETOR  
AUTOMOBILÍSTICO E ENERGIAS RENOVÁVEIS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em 07/12/2023.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel(Coorientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça (PPGEE-UFC)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Robson Mayer (Externo à instituição)  
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)

## AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, aos meus pais, Ana Rosa e Manoel Dilvaci, aos meus irmãos, Alan Matheus, Victor Ravel, Pablo Emanuel e Karol Draber, no qual sempre foi uma referência, a minha madrinha Leda, por ter sido uma das maiores incentivadoras, a minha namorada, Rebeca Mendes, por ter me aguentado e ajudado durante este processo, não poderia deixar de fora a Evilania e a Margarida, pessoas estas que sempre estiveram presentes na minha vida, e a todas as pessoas que fizeram parte diretamente e indiretamente desse momento.

Agradeço a todos os Professores da instituição, principalmente aos que me auxiliaram com seus conhecimentos e me direcionaram para alcançar este título, assim muito obrigado, Laurinda Lúcia, René Bascope, Dalton Honório, Paulo Praça, e , em especial aos professores, Fernando Antunes, meu orientador, que me ajudou imensamente com suas orientações e ensinamentos, tanto técnicos quanto para a vida, e por último os meus profundos agradecimentos ao prof. Menaouar Berrehil, que além de ser meu coorientador e professor, se tornou um grande amigo e sempre lembrarei da pessoa que ele é.

Não poderia esquecer de agradecer à turma do GPEC, turma essa que tornou esta etapa da minha vida mais feliz e que ajudou muito em vários momentos, muito obrigado Samanta Gadelha, Pedro, Robério Oliveira, Juliana Carvalho, Janiere Souza, Allyfrahly Alves, Cinthya Marthins, Dayane Oliveira, Willamy Medeiros, Guilherme Pinheiro, Arlindo Delgado, João Mateus, Gabriel Pinheiro e, o cara que anima o setor cantando e contando histórias, o meu amigo, Nonato de Oliveira, obrigado pessoal por tudo.

Quero agradecer ao Prof. Robson Mayer por ter aceitado participar da banca de qualificação e defesa do meu mestrado, juntamente com o prof. Paulo Praça, por ter ajudado a melhorar o meu trabalho de pesquisa, ensinando e indicando caminhos para a obtenção dos melhores resultados.

Agradecer igualmente ao meu amigo Duvilardo Florêncio, que sempre me ajudou no que precisei, além de deixar eu ganhar, às vezes, dele no xadrez.

Por fim, quero deixar meus profundos agradecimentos ao IFCE e a UFC, das quais participei e me deram o suporte necessário para a conclusão exitosa dessa importante etapa da minha vida, obrigado por vocês existirem e viva ao ENSINO PÚBLICO.

"Um homem é um sucesso se pula da cama de manhã e vai dormir à noite, e, nesse meio tempo, faz o que gosta" (Bob Dylan).

## RESUMO

Os veículos que fazem uso de eletricidade como forma de obtenção de energia para gerar movimento vêm despontando como protagonista para assumir em um futuro próximo esta função. Neste contexto, os conversores de energia são de vital importância para a consolidação destes veículos e aceitação por parte da população, contribuindo assim para a redução das emissões de poluentes. Desta forma, o presente trabalho apresenta uma proposta de topologia de conversor CC-CC bidirecionais isolados, com possíveis aplicações em centrais de carregamento de veículos elétricos como estágio CC-CC, interação com a rede elétrica (V2G), carregador embarcado ao veículo elétrico e híbrido com frenagem regenerativa, além de possível aplicação na produção de hidrogênio verde, entre outros. Neste estudo são apresentados os ganhos nos Modos de Condução Contínuo (MCC), Modos de Condução Descontínuo (MCD) e Modos de Condução Crítico (MCCr) em ambos os sentidos de fluxo de energia, análise qualitativa e quantitativa em regime permanente, além dos esforços de tensão e corrente em cada elemento do conversor. O protótipo da topologia foi construído para uma potência nominal de 2,5 kW em ambos os sentidos de operação e considerando o conversor em MCC. Os resultados colhidos dão sustentação ao estudo teórico e simulações realizadas, destacando como principais pontos o aumento em quatro vezes da frequência de ondulação (100 kHz) da tensão e corrente sobre elementos passivos de filtro em relação a frequência de comutação (25 kHz), fato que proporciona a diminuição de massa e volume destes filtros, a possibilidade de operação como conversor abaixador (buck) operando de 380Vcc para 180 Vcc ou conversor elevador (boost) operando de 180 Vcc para 380 Vcc e balanceamento da corrente elétrica entre os braços do conversor.

**Palavras-chave:** conversor CC - CC bidirecional isolado; carregador de baterias; veículo elétrico.

## ABSTRACT

Vehicles that use electricity as a way of obtaining energy to generate movement have emerged as protagonists to assume this role in the near future. In this context, energy converters are of vital importance for the consolidation of these vehicles and their acceptance by the population, thus contributing to the reduction of pollutant emissions. Thus, the present work presents a topology proposal for isolated bidirectional DC-DC converters with different pulse width modulations (PWM), one for each direction of power flow, with possible applications in electric vehicle charging centers as a stage DC-DC, interaction with the electrical grid (V2G), charger onboard the electric and hybrid vehicle with regenerative braking, in addition to possible application in the production of green hydrogen, among others. This study presents the gains in continuous (MCC), discontinuous (MCD) and critical (MCCr) conduction modes in both directions of energy flow, qualitative and quantitative analysis in steady state, in addition to the voltage and current efforts in each converter element. The topology prototype was built for a nominal power of 2.5 kW in both directions of operation and considering the MCC converter. The results collected support the theoretical study and simulations carried out, highlighting as main points the four-fold increase in the ripple frequency (100 kHz) of voltage and current over passive filter elements in relation to the switching frequency (25 kHz), a fact which provides a reduction in the mass and volume of these filters, the possibility of operation as a step-down converter (buck) operating from 380Vdc to 180 Vdc or a step-up converter (boost) operating from 180 Vdc to 380 Vdc and balancing the electrical current between the arms of the converter.

**Keywords:** isolated bidirectional DC-DC converter; DC charger; battery charger; Electric vehicle.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 -	Volume anual de emissão de CO <sub>2</sub> .....	22
Figura 2 -	Acontecimentos importantes da motorização elétrica .....	23
Figura 3 -	Evolução do uso de EVs entre 2005 e 2019 .....	23
Figura 4 -	Comparação entre tipos de carro.....	24
Figura 5 -	Exemplo de aplicação de conversores em EVs.....	25
Figura 6 -	Localização do conversor em estudo em uma aplicação <i>on board</i> .....	25
Figura 7 -	Classificação dos veículos elétricos.....	27
Figura 8 -	Padrões e normativas usadas mundialmente.....	29
Figura 9 -	Níveis de carregamento.....	30
Figura 10 -	Formas de carregamento .....	31
Figura 11 -	Topologia comum para aplicação em EV.....	32
Figura 12 -	Aquitetura de um IBC .....	33
Figura 13 -	Conversor intergrado inversor/carregador de baterias para uso em veiculos elétricos .....	34
Figura 14 -	Conversor para utilização em IBC .....	35
Figura 15 -	Sistema integrado de recarga e acionamento .....	35
Figura 16 -	Sistema combinado de carregamente e acionamento.....	36
Figura 17 -	Carregador <i>on board</i> não convencional para VEs .....	36
Figura 18 -	Conversor combinado multifásico de carregamento rápido e acionamento para VEs.....	37
Figura 19 -	Carregador integrado e acionamento de quatro motores independentes .....	38
Figura 20 -	Carregador integrado para motor de relutância variável.....	39
Figura 21 -	Carregador integrado para motor de relutância variável e CFP. ....	39
Figura 22 -	Tecnologias de tanferências de energia para VEs .....	41
Figura 23 -	Conversor bidirecional <i>Full-Bridge</i> alimentado por corrente e tensão.....	42
Figura 24 -	Conversor com duas pontes ativas .....	42
Figura 25 -	Conversor ressonante série com capacitor de grampeamento .....	42
Figura 26 -	Conversor com duas <i>half-bridge</i> ativas .....	43
Figura 27 -	Conversor com circuito de grampeamento .....	44
Figura 28 -	Conversor CC-CC trifásico bidirecional com duas pontes ativas.....	45
Figura 29 -	Conversor com ponte ativa de entrada com comutação suave (ZVS). ....	45

Figura 30 -	Conversor bidirecional isolado trifásico com grampeamento ativo .....	46
Figura 31 -	Conversor CC- CC trifásico bidirecional com alimentação em corrente tipo Push-Pull.....	46
Figura 32 -	Conversor CC-CC em estudo.....	48
Figura 33 -	Conversor CC-CC em sentido direto.....	48
Figura 34 -	Conversor CC-CC em sentido direto.....	49
Figura 35 -	Conversor CC-CC em sentido direto.....	51
Figura 36 -	Modulação no sentido direto em MCC.....	52
Figura 37 -	Primeira etapa no sentido direto em MCC.....	55
Figura 38 -	Segunda etapa no sentido direto em MCC.....	56
Figura 39 -	Terceira etapa no sentido direto em MCC.....	56
Figura 40 -	Quinta etapa no sentido direto em MCC.....	57
Figura 41 -	Sétima etapa no sentido direto em MCC.....	57
Figura 42 -	Principais formas de ondas idealizadas do conversor no sentido direto em MCC. .....	58
Figura 43 -	Ganho do conversor em MCC .....	62
Figura 44 -	Modulação e principais formas de ondas idealizadas do conversor em MCD .	64
Figura 45 -	Primeira etapa no sentido direto em MCD.....	65
Figura 46 -	Segunda etapa no sentido direto em MCD.....	65
Figura 47 -	Etapa 3, 6, 9 e 12 no sentido direto em MCD.....	66
Figura 48 -	Ganho do conversor no sentido direto em MCD para $n_T = 1$ .....	69
Figura 49 -	Ganho estático do conversor no sentido direto em $M_{CCr}$ .....	72
Figura 50 -	Característica estática de saída do conversor no sentido direto.....	73
Figura 51 -	Conversor CC-CC em sentido inverso.....	79
Figura 52 -	Modulação do conversor em sentido inverso em MCC.....	79
Figura 53 -	Primeira etapa no sentido inverso em MCC.....	81
Figura 54 -	Segunda etapa no sentido inverso em MCC.....	82
Figura 55 -	Terceira etapa no sentido inverso em MCC.....	82
Figura 56 -	Quarta etapa no sentido inverso em MCC.....	83
Figura 57 -	Quinta etapa no sentido inverso em MCC.....	83
Figura 58 -	Sexta etapa no sentido inverso em MCC.....	84
Figura 59 -	Sétima etapa no sentido inverso em MCC.....	84

Figura 60 -	Oitava etapa no sentido inverso em MCC .....	84
Figura 61 -	Principais formas de ondas idealizadas do conversor no sentido inverso em MCC.....	85
Figura 62 -	Ganho estático do conversor no sentido inverso em MCC.....	89
Figura 63 -	Formas de onda idealizadas do conversor no sentido inverso em MCD.....	91
Figura 64 -	Primeira etapa no sentido inverso em MCD.....	92
Figura 65 -	Segunda etapa no sentido inverso em MCD.....	92
Figura 66 -	Terceira etapa no sentido inverso em MCD.....	93
Figura 67 -	Ganho estático do conversor no sentido inverso em MCD.....	96
Figura 68 -	Ganho do conversor no sentido inverso em MCCr.....	98
Figura 69 -	Característica estática de saída do conversor no sentido inverso. ....	99
Figura 70 -	Circuito de simulação no sentido direto.....	106
Figura 71 -	Ondas de tensão e correntes no indutor $L_1$ no MCC .....	107
Figura 72 -	Ondas de tensão e correntes nos interruptores S em MCC no SD.....	107
Figura 73 -	Ondas de tensão e correntes nos diodos Q em MCC no SD.....	108
Figura 74 -	Ondas de tensão e corrente no capacitor $C_2$ em MCC no SD. ....	108
Figura 75 -	Ondas de tensão/corrente de entrada e saída em MCC no SD.....	109
Figura 76 -	Ondas de tensão/corrente em $L_P$ em MCC no SD. ....	109
Figura 77 -	Circuito de simulação no sentido inverso .....	111
Figura 78 -	Ondas de tensão e correntes no indutor $L_1$ em MCC no SI. ....	112
Figura 79 -	Ondas de tensão e correntes nos interruptores Q em MCC no SI.....	113
Figura 80 -	Ondas de tensão e correntes nos diodos S em MCC no SI. ....	114
Figura 81 -	Ondas de tensão e corrente em $C_1$ em MCC no SI.....	114
Figura 82 -	Ondas de tensão de entrada e saída em MCC no SI .....	115
Figura 83 -	Ondas da tensão e corrente em $T_R$ em MCC no SI.....	115
Figura 84 -	Permeabilidade e fator de indutância referente ao núcleo. ....	119
Figura 85 -	Comprimento médio da espira em relação ao fator de ocupação .....	121
Figura 86 -	Características físicas do núcleo de $L_1$ .....	122
Figura 87 -	Dados do núcleo do transformador. ....	127
Figura 88 -	Protótipo da topologia.....	149
Figura 89 -	Pulsos de acionamentos dos interruptores S no SD.....	150
Figura 90 -	Ondas de tensão e corrente nos interruptores $L_1$ em MCC no SD.....	151
Figura 91 -	Ondas de tensão e corrente nos interruptores S em MCC no SD .....	151

Figura 92 -	Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores Q em MCC no SD ...	152
Figura 93 -	Formas de onda da tensão e corrente no capacitor $C_2$ em MCC no SD.....	153
Figura 94 -	Formas de onda da tensão e corrente em $T_R$ em MCC no SD .....	153
Figura 95 -	Ondas de tensão e corrente em $V_1$ e $V_2$ em MCC no SD.....	154
Figura 96 -	Pulsos de acionamentos dos interruptores Q no SI.....	154
Figura 97 -	Ondas de tensão e corrente em $L1$ em MCC no SD. ....	155
Figura 98 -	Ondas de tensão e corrente nos interruptores Q em MCC no SD.....	156
Figura 99 -	Ondas de tensão e corrente nos interruptores S em MCC no SD .....	156
Figura 100 -	Ondas de tensão e corrente $C_1$ em MCC no SD.....	157
Figura 101 -	Formas de onda da tensão e corrente em $T_R$ em MCC no SD .....	157
Figura 102 -	Ondas de tensão e corrente em $V_2$ e $V_1$ em MCC no SD.....	158
Figura 103 -	Conversor operando no SI com enrolamento auxiliar .....	158
Figura 104 -	Primeira etapa operando no SI com enrolamento auxiliar.....	159
Figura 105 -	Segunda etapa operando no SI com enrolamento auxiliar.....	159
Figura 106 -	Ondas de tensão e corrente em $V_2$ e $V_1$ . ....	160
Figura 107 -	Curva de rendimento no SI em MCC .....	161

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	Especificações e consideração do projeto no sentido direto em MCC .....	105
Tabela 2 -	Valores calculados e simulados no sentido direto no MCC.....	110
Tabela 3 -	Especificações e consideração do projeto no sentido inverso .....	112
Tabela 4 -	Valores calculados e simulados no sentido inverso em MCC .....	116
Tabela 5 -	Especificação de projeto em MCC no SD .....	117
Tabela 6 -	Características do fio escolhido para montar $L_1$ .....	120
Tabela 7 -	Valores das constantes do núcleo de $L_1$ .....	123
Tabela 8 -	Característica do fio escolhido para montar $T_R$ .....	129
Tabela 9 -	Valores das constantes do núcleo de $T_R$ até 100 kHz.....	132
Tabela 10 -	Especificação capacitor $C_2$ .....	134
Tabela 11 -	Especificações dos interruptores S .....	135
Tabela 12 -	Especificações de projeto em MCC no SI .....	139
Tabela 13 -	Especificação capacitor $C_1$ .....	142
Tabela 14 -	Especificações dos interruptores Q.....	143

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ABVE	Associação Brasileira do Veículo Elétrico
AC	Alternating Current
APF	Active Power Filter
AWG	American Wire Gauge
BEV	Battery Electric Vehicle
BMS	Battery Management System
BSS	Battery Swapping Station
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC–CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC – CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CFP	Correção de Fator de Potência
DAB	Dual Active - Bridge
DAHB	Dual Active Half - Bridge
DC	Direct Current
DHB	Dual Half - Bridge
DSP	Digital Signal Processor
EV	Electric Vehicle
EVSE	Electric Vehicle Supply Equipment
FCV	Fuel Cell Vehicle
G2V	Grid to Vehicle
GaN	Gallium nitride
HEV	Hybrid Electric Vehicle
IBC	Integrated Battery Charger
ICE	Internal Combustion Engine
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPM	Interior Permanent Magnet
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
MCC	Modo de Operação em Condução Contínuo

MCCr	Modo de Operação em Condução Crítico
MCD	Modo de Operação em Condução Descontínuo
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPL	Magnetic Path Length
OBC	On-board Charger
PEV	Plug-in Electric Vehicle
PFC	Power Factor Correction
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
PV	Photovoltaic
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square Value
SD	Sentido Direto
SI	Sentido Inverso
SiC	Silicon Carbide
SLC	Series LC resonant
SEM	Total Harmonic Distortion
UPS	Uninterruptible Power Supply
PHEV	Plug in Hybrid Electric Vehicle
V2B	Vehicle to Building
V2G	Vehicle to Grid
V2H	Vehicle to Home
ZCS	Zero Current Switch
ZVS	Zero Voltage Switch
WPT	Wireless Power Transfer

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_e$	Área da seção transversal do núcleo magnético
$A_p$	Produto de áreas, definido como $A_e \cdot A_w$
$A_w$	Área da janela do núcleo magnético
$B_{max}$	Densidade de fluxo magnético máximo
$C_{1-2}$	Capacitor de filtragem número 1 e 2
$D$	Razão cíclica
$D_x$	Diodo intrínseco “x”
$\Delta V$	Ondulação de tensão no elemento “x”
$\Delta I$	Ondulação de corrente
$\Delta t$	Intervalo do tempo
$\Delta \Phi$	Variações de fluxo magnético
$E_{off}$	Energia perdida no bloqueio
$E_{on}$	Energia perdida na entrada em condução
$E_{rr}$	Energia despendida na recuperação reversa do diodo
$f_s$	Frequência de comutação
$\eta$	Rendimento
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima
$i_x(t)$	Corrente instantânea no elemento “x”
$I_x$	Corrente média no elemento “x”
$\overline{I_x}$	Corrente parametrizada no elemento “x”
$I_{x\ ef}$	Valor eficaz da corrente no elemento “x”
$I_{x\ max}$	Valor máximo da corrente no elemento “x”
$I_{x\ med}$	Valor médio da corrente no elemento “x”
$I_{x\ min}$	Valor mínimo da corrente no elemento “x”
$K_p$	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
$K_w$	Fator de ocupação da janela do núcleo magnético
$L_{Cri}$	Indutância crítica
$L_e$	Comprimento magnético do núcleo
$L_x$	Indutor número “x”
$L_p$	Indutância do lado primário do transformador
$L_s$	Indutância do lado secundário do transformador

$n_T$	Relação de transformação
$G_{MCC}$	Ganho estático no modo de condução contínuo
$G_{MCD}$	Ganho estático no modo de condução descontínuo
$G_{MCCr}$	Ganho estático no modo de condução crítico
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa de junção do diodo
$r_{CE}$	Resistência entre o coletor e o emissor do interruptor
$r_D$	Resistência série do diodo
$R_{DS(on)}$	Resistência série em condução do semiconductor
$R_X$	Resistência número "x"
$S_x$	Interruptor ativo número "x"
$T_S$	Período de comutação
$T_R$	Transformador trr Tempo de recuperação reversa do diodo
$V_{CE}$	Valor da tensão entre o coletor e o emissor do interruptor
$V_D$	Valor da queda de tensão do diodo durante a condução
$V_L(t)$	Valor médio de tensão sobre o indutor
$V_m$	Tensão magnetizante
$v_X(t)$	Tensão instantânea sobre o elemento "x"
$V_{X\text{ef}}$	Valor eficaz da tensão sobre o elemento "x"
$V_{Xmax}$	Valor máximo da tensão sobre o elemento "x"
$V_{Xmed}$	Valor médio da tensão sobre o elemento "x"
$\mu$	Permeabilidade absoluta do material
$\mu_o$	Permeabilidade magnética do vácuo
$\mu_r$	Permeabilidade relativa
$\rho_{cu}$	Resistividade do cobre a 20 ° C ( $1,72 \cdot 10^{-8} \Omega m$ )
$\varphi$	Fluxo magnético

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>22</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização e motivação .....</b>	<b>24</b>
<b>1.2</b>	<b>Estrutura do trabalho .....</b>	<b>26</b>
<b>2</b>	<b>CONVERSORES APLICADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS: UMA REVISÃO.....</b>	<b>27</b>
<b>2.1</b>	<b>Carregamento de baterias em veículos elétricos .....</b>	<b>27</b>
<b>2.2</b>	<b>Estruturas de conversores utilizados para carregamento de baterias em veículos elétricos.....</b>	<b>32</b>
<b>2.2.1</b>	<b><i>Carregadores de baterias integrados (IBC).....</i></b>	<b>32</b>
<b>2.2.2</b>	<b><i>Conversores bidirecionais isolados CC-CC.....</i></b>	<b>40</b>
<b>2.3</b>	<b>Conversor em estudo e aplicações.....</b>	<b>47</b>
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL .....</b>	<b>50</b>
<b>3.1</b>	<b>Sentido direto.....</b>	<b>50</b>
<b>3.1.1</b>	<b><i>Análise do conversor CC-CC em modo de condução contínuo.....</i></b>	<b>51</b>
<b>3.1.1.1</b>	<b><i>Região de operação.....</i></b>	<b>51</b>
<b>3.1.1.2</b>	<b><i>Etapas de funcionamento .....</i></b>	<b>54</b>
<b>3.1.1.3</b>	<b><i>Equacionamentos e característica idealizados de transferência estática.....</i></b>	<b>59</b>
<b>3.1.1.4</b>	<b><i>Ganho estático no MCC.....</i></b>	<b>61</b>
<b>3.1.1.5</b>	<b><i>Dimensionamento do indutor e capacitor .....</i></b>	<b>62</b>
<b>3.1.2</b>	<b><i>Análise do conversor CC-CC em modo de condução descontínuo.....</i></b>	<b>63</b>
<b>3.1.2.1</b>	<b><i>Etapas de funcionamento em modo descontínuo .....</i></b>	<b>64</b>
<b>3.1.2.2</b>	<b><i>Ganho estático no MCD.....</i></b>	<b>66</b>
<b>3.1.3</b>	<b><i>Análise do conversor em modo de condução crítico .....</i></b>	<b>69</b>
<b>3.1.3.1</b>	<b><i>Cálculo do ganho estático no MCCr.....</i></b>	<b>70</b>
<b>3.1.4</b>	<b><i>Característica estática da saída no sentido direto .....</i></b>	<b>72</b>
<b>3.1.5</b>	<b><i>Análises dos esforços elétricos no conversor no MCC.....</i></b>	<b>73</b>
<b>3.1.5.1</b>	<b><i>Esforço de tensão e corrente dos diodos <math>D_Q</math>.....</i></b>	<b>73</b>
<b>3.1.5.2</b>	<b><i>Esforço de tensão e corrente nos interruptores <math>S</math> .....</i></b>	<b>75</b>
<b>3.1.5.3</b>	<b><i>Esforço de corrente no indutor <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>76</b>

3.1.5.4	<i>Esforço de tensão e corrente no capacitor <math>C_2</math></i> .....	77
3.1.5.5	<i>Esforço de tensão e corrente eficaz no transformador</i> .....	77
<b>3.2</b>	<b>Sentido Inverso</b> .....	<b>78</b>
<b>3.2.1</b>	<b><i>Análise do conversor CC-CC em modo de condução contínuo</i></b> .....	<b>78</b>
3.2.1.1	<i>Região de operação</i> .....	79
3.2.1.2	<i>Etapas de funcionamento em MCC</i> .....	80
3.2.1.3	<i>Equacionamentos e característica idealizados de transferência estática</i> .....	84
3.2.1.4	<i>Ganho estático no MCC</i> .....	88
3.2.1.5	<i>Dimensionamento do indutor <math>L_1</math> e capacitor <math>C_1</math> no MCC</i> .....	89
<b>3.2.2</b>	<b><i>Análise do conversor CC-CC em modo de condução descontínuo</i></b> .....	<b>90</b>
3.2.2.1	<i>Etapas de funcionamento em modo descontínuo</i> .....	90
3.2.2.2	<i>Ganho estático no MCD</i> .....	93
<b>3.2.3</b>	<b><i>Análise do conversor em modo de condução crítico</i></b> .....	<b>96</b>
3.2.3.1	<i>Cálculo do ganho estático no MCCr</i> .....	97
<b>3.2.4</b>	<b><i>Característica estática da saída no sentido inverso</i></b> .....	<b>99</b>
<b>3.2.5</b>	<b><i>Análises dos esforços elétricos no conversor em MCC</i></b> .....	<b>99</b>
3.2.5.1	<i>Esforço de tensão e corrente nos interruptores <math>Q</math></i> .....	100
3.2.5.2	<i>Esforço de tensão e corrente nos diodos <math>D_s</math></i> .....	101
3.2.5.3	<i>Esforço de corrente no indutor <math>L_1</math></i> .....	102
3.2.5.4	<i>Esforço de tensão e corrente no capacitor <math>C_1</math></i> .....	102
3.2.5.5	<i>Tensão e Corrente eficaz no transformador</i> .....	103
<b>3.3</b>	<b>Considerações finais</b> .....	<b>104</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DO CONVERSOR</b> .....	<b>105</b>
<b>4.1</b>	<b>Simulação do fluxo de potência no sentido direto em MCC</b> .....	<b>105</b>
4.1.1	<i>Simulação com a razão cíclica operando na faixa <math>0 &lt; D &lt; 0,25</math></i> .....	106
4.1.2	<i>Comparação entre os valores calculados e simulados sentido direto em MCC</i> ....	110
<b>4.2</b>	<b>Simulação do fluxo de potência no sentido inverso</b> .....	<b>110</b>
4.2.1	<i>Simulação com a razão cíclica operando na faixa <math>0,25 &lt; D &lt; 0,50</math></i> .....	112
4.2.2	<i>Comparação entre os valores calculados e simulados sentido inverso</i> .....	115
<b>4.3</b>	<b>Considerações finais</b> .....	<b>116</b>

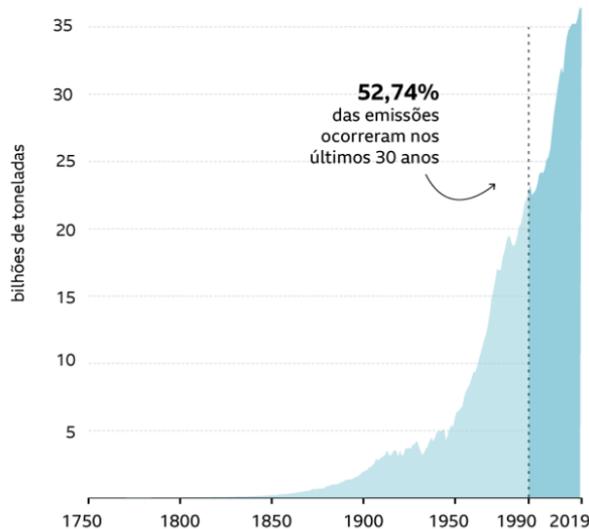
<b>5</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PARA IMPLEMENTAÇÃO .....</b>	<b>117</b>
<b>5.1</b>	<b>Sentido direto em MCC .....</b>	<b>117</b>
<b>5.1.1</b>	<b><i>Cálculos preliminares.....</i></b>	<b>117</b>
<b>5.1.2</b>	<b><i>Projeto do indutor <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>118</b>
<b>5.1.2.1</b>	<b><i>Cálculo da indutância .....</i></b>	<b>118</b>
<b>5.1.2.2</b>	<b><i>Esforços de corrente em <math>L_1</math> .....</i></b>	<b>118</b>
<b>5.1.2.3</b>	<b><i>Projeto físico do indutor <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>119</b>
<b>5.1.2.4</b>	<b><i>Cálculo de perdas no indutor <math>L_1</math> .....</i></b>	<b>122</b>
<b>5.1.3</b>	<b><i>Projeto do transformador.....</i></b>	<b>126</b>
<b>5.1.3.1</b>	<b><i>Esforços de tensão e corrente no transformador .....</i></b>	<b>126</b>
<b>5.1.3.2</b>	<b><i>Dimensionamento físico do transformador <math>T_R</math>.....</i></b>	<b>126</b>
<b>5.1.3.3</b>	<b><i>Cálculo de perdas no transformador .....</i></b>	<b>131</b>
<b>5.1.4</b>	<b><i>Dimensionamento do capacitor de saída <math>C_2</math>.....</i></b>	<b>133</b>
<b>5.1.4.1</b>	<b><i>Perdas no capacitor .....</i></b>	<b>134</b>
<b>5.1.5</b>	<b><i>Dimensionamento dos interruptores <math>S</math> .....</i></b>	<b>134</b>
<b>5.1.5.1</b>	<b><i>Esforços elétricos nos interruptores <math>S</math>.....</i></b>	<b>135</b>
<b>5.1.5.2</b>	<b><i>Cálculo de Perdas nos Interruptores <math>S</math> .....</i></b>	<b>136</b>
<b>5.1.6</b>	<b><i>Dimensionamento dos interruptores <math>Q</math>.....</i></b>	<b>136</b>
<b>5.1.6.1</b>	<b><i>Esforços nos interruptores <math>Q</math> .....</i></b>	<b>137</b>
<b>5.1.6.2</b>	<b><i>Cálculo de perdas nos interruptores <math>Q</math>.....</i></b>	<b>137</b>
<b>5.1.7</b>	<b><i>Rendimento teórico do conversor no sentido direto .....</i></b>	<b>138</b>
<b>5.2</b>	<b>Sentido inverso.....</b>	<b>138</b>
<b>5.2.1</b>	<b><i>Cálculos preliminares.....</i></b>	<b>139</b>
<b>5.2.2</b>	<b><i>Projeto do indutor <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>139</b>
<b>5.2.2.1</b>	<b><i>Cálculo da indutância de <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>140</b>
<b>5.2.2.2</b>	<b><i>Projeto físico do indutor <math>L_1</math>.....</i></b>	<b>140</b>
<b>5.2.3</b>	<b><i>Projeto do transformador.....</i></b>	<b>140</b>
<b>5.2.3.1</b>	<b><i>Esforços de tensão e corrente no transformador .....</i></b>	<b>140</b>
<b>5.2.3.2</b>	<b><i>Dimensionamento físico do transformador.....</i></b>	<b>141</b>

<b>5.2.4</b>	<b><i>Dimensionamento do capacitor <math>C_1</math></i></b> .....	<b>141</b>
5.2.4.1	<i>Perdas no capacitor</i> .....	142
<b>5.2.5</b>	<b><i>Dimensionamento dos interruptores <math>Q</math></i></b> .....	<b>142</b>
5.2.5.1	<i>Esforços elétricos nos interruptores <math>Q</math></i> .....	142
5.2.5.2	<i>Cálculo de Perdas nos Interruptores <math>Q</math></i> .....	143
<b>5.2.6</b>	<b><i>Dimensionamento dos interruptores <math>S</math></i></b> .....	<b>144</b>
5.2.6.1	<i>Esforços nos diodos <math>D_s</math></i> .....	144
5.2.6.2	<i>Cálculo de perdas nos interruptores <math>S</math></i> .....	145
<b>5.2.7</b>	<b><i>Rendimento teórico do conversor no sentido inverso</i></b> .....	<b>145</b>
<b>5.3</b>	<b>Possível cenário para melhoramento do rendimento do conversor</b> .....	<b>146</b>
<b>5.4</b>	<b>Considerações finais</b> .....	<b>148</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>149</b>
<b>6.1</b>	<b>Resultados experimentais no sentido direto em MCC</b> .....	<b>149</b>
<b>6.2</b>	<b>Resultados experimentais no sentido inverso</b> .....	<b>154</b>
<b>6.3</b>	<b>Enrolamento auxiliar em <math>L_1</math></b> .....	<b>158</b>
<b>6.4</b>	<b>Rendimento prático do conversor no sentido inverso em MCC</b> .....	<b>160</b>
<b>6.5</b>	<b>Considerações finais</b> .....	<b>161</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>163</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>164</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Há tempos a comunidade científica vem alertando a respeito dos efeitos causados pela queima de combustíveis fósseis, sendo o mais notório o aquecimento global, o fato é que o planeta está aumentando seus níveis de temperatura bem acima das médias esperadas e o uso deste tipo de energia contribui significativamente para o atual cenário (1). Apontado como um dos principais causadores de tal problema, a emissão de CO<sub>2</sub>, advinda principalmente da queima de derivados do petróleo, está aumentando de forma desenfreada e potencializando as ações negativas associadas ao efeito estufa. De acordo com (2) as médias anuais de aumento de liberação de CO<sub>2</sub> na década de 90 era em torno de 1,1%, porém esse valor aumentou para mais de 3% depois da passagem para o século XXI. A Figura 1 mostra a evolução da emissão de CO<sub>2</sub> até o ano de 2019.

Figura 1 - Volume anual de emissão de CO<sub>2</sub>

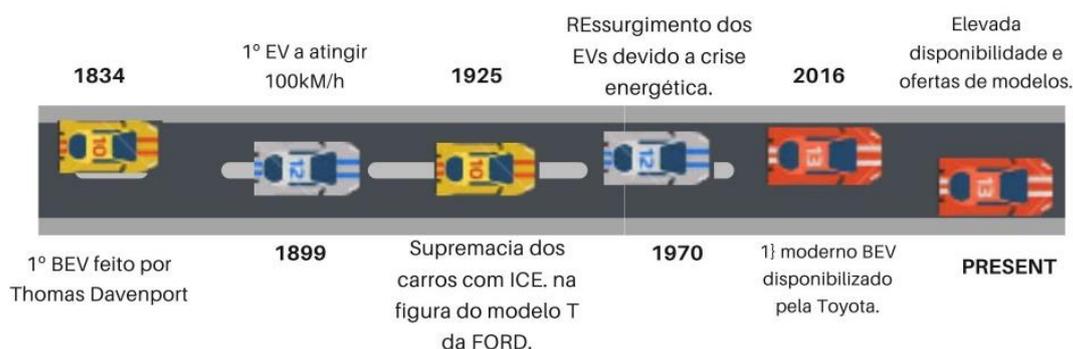


Fonte: (1).

Cientistas e entidades cobram ações governamentais de fiscalização e controle para que o cenário não alcance um ponto onde não seja mais possível reverter o problema e apontam que o consumo de combustíveis fósseis devem ser reduzidos e incentivado o uso fontes de energia renováveis (2, 3).

Diante deste cenário os veículos com tração elétrica se mostraram uma possibilidade muito viável e promissora, tanto é que muitos estudos estão sendo desenvolvidos e o mercado deste tipo de transporte vem crescendo ano após ano como mostra a Figura 2 (4 - 5).

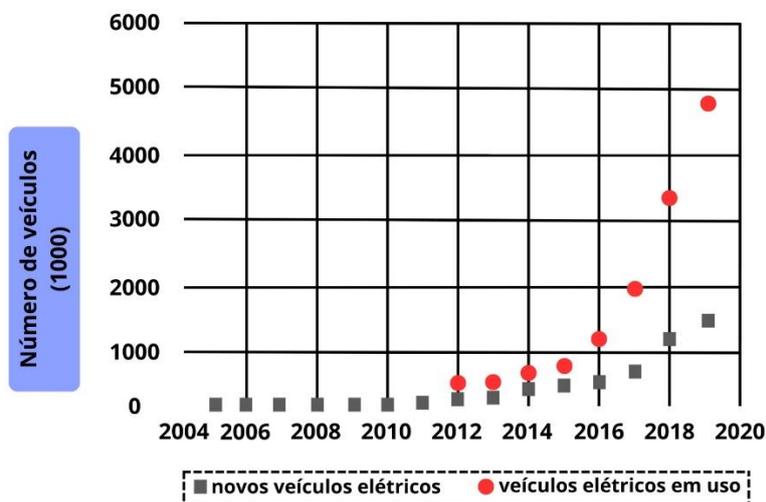
Figura 2 - Acontecimentos importantes da motorização elétrica



Fonte: (6).

O aumento exponencial na comercialização e uso dos veículos parcialmente ou totalmente elétricos, provoca uma crescente demanda em pesquisa e desenvolvimento de tecnologias direcionadas a tal aplicação, além de chamar a atenção de montadoras/fabricantes para este mercado, aumentando a oferta de produtos e propiciando melhorias nas tecnologias aplicadas no meio (7). A Figura 3 mostra quantitativamente a crescente aquisição e utilização deste tipo de transporte no mundo entre 2005 e 2019, comprovando a aceitação dos consumidores deste tipo de veículo.

Figura 3 - Evolução do uso de EVs entre 2005 e 2019



Fonte : Adaptada de (7).

No Brasil o mercado se encontra em expansão e segundo a Associação Brasileira do Veículo Elétrico (ABVE) o primeiro mês do ano de 2023 teve um aumento no número de veículos leves eletrificados de 76% em relação a janeiro de 2022, quando comparado com o de 2021 o acréscimo foi de 241%. Assim, com estes

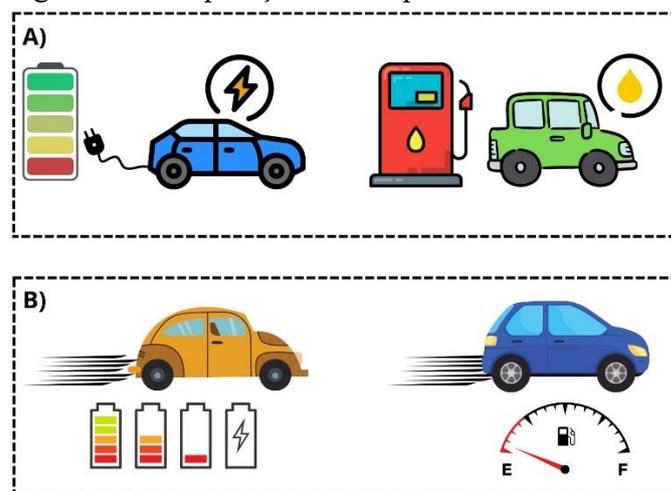
valores, se tornou o melhor janeiro da série histórica da ABVE (8).

Atualmente outros tipos de veículos fazem uso de motores elétricos para locomoção, como tratores e motos por exemplos. Vários estudos demonstram a funcionalidade e eficácia de tal aplicação e já existem veículos pesados sendo produzidos comercialmente (9,10). Fabricantes como a YAK e John Deere disponibilizam vários modelos de tratores para diferentes fins.

### 1.1 Contextualização e motivação

Um veículo elétrico funciona devido a duas ações básicas, que é o carregamento das baterias e o acionamento do motor de tração, estas ações podem ser associadas com o abastecimento e a queima do combustível para gerar movimento, que ocorrem com os carros tradicionais. A Figura 4 mostra um paralelo entre as duas situações citadas. Em A) é demonstrado o momento em que o veículo acumula sua fonte de energia, já em B é quando é feita a utilização do que foi armazenado para gerar movimento. Vale ressaltar que neste exemplo foi utilizado um veículo puramente elétrico para realizar a comparação e que existem algumas classificações a depender de determinadas características, no capítulo 2 serão apresentados alguns exemplos destas.

Figura 4 - Comparação entre tipos de carro



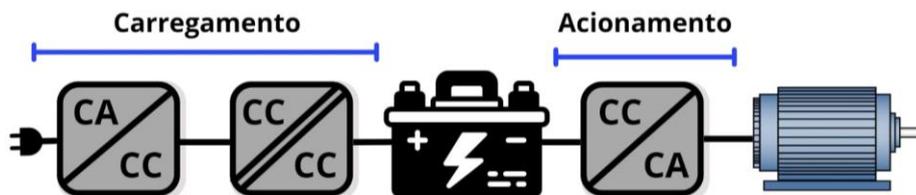
Legenda: A) Carregamento/ abastecimento do veículo; B) descarregamento/consumo.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o auxílio da eletrônica de potência as duas ações podem ser realizadas de forma segura e eficiente. Diversas topologias são utilizadas em veículos totalmente

ou parcialmente elétricos, sendo necessário muitas vezes associar vários conversores de energia em uma mesma utilização com o objetivo de alcançar custos mais baixos, maiores rendimentos ou até mesmo trabalhar com elevados níveis de tensão e/ou corrente elétrica, o que pode acarretar elevadas transferências de potência. A Figura 5 traz uma forma bem geral de como estas topologias podem ser associadas para realizar as funções de carregamento e tração de um EV.

Figura 5 - Exemplo de aplicação de conversores em EVs

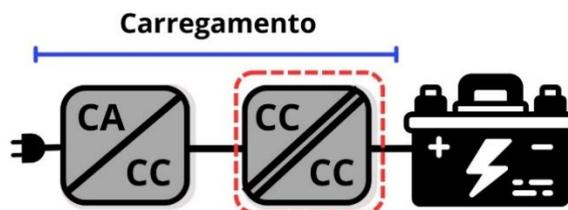


Fonte: Elaborada pelo autor.

O presente trabalho visa apresentar um conversor CC-CC isolado bidirecional associado a duas modulações distintas, cada uma para um sentido de fluxo de potência, e detalhar suas principais características e vantagens quando comparados com conversores com a mesma funcionalidade.

A topologia aqui estudada pode ser aplicada para sistemas de carregamento de baterias em EVs, tanto *on board* quanto *off board*, entre outras aplicações. Tomando como base o esquema demonstrado na Figura 5 este conversor é responsável pela conexão entre o retificador e o banco de baterias, por melhor entendimento e visualização da aplicação do conversor, a Figura 6 expõe como seria instalado o mesmo, no destaque em vermelho.

Figura 6 - Localização do conversor em estudo em uma aplicação *on board*



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 1.2 Estrutura do trabalho

O trabalho está dividido em cinco capítulos, nos quais os capítulos 1 e 2, é composto de introdução e revisão bibliográfica, onde são apresentados o cenário atual, importância da tecnologia e aplicações, e na sequência são abordadas publicações que detêm algumas similaridades com este trabalho.

No capítulo 3 é realizada uma análise qualitativa e quantitativa do conversor, onde são demonstrados o funcionamento (dividido em etapas), cálculos dos ganhos, equacionamentos matemáticos, esforços elétricos de tensão e corrente, e dimensionamentos dos armazenadores de energia. O capítulo é dividido em dois subtópicos principais que estão relacionados com cada sentido de fluxo de potência, que nominalmente são abordados como sentido direto (SD) e sentido inverso (SI).

No capítulo 4 é apresentada a simulação do conversor de forma idealizada através do simulador ORCAD versão 17.2, no qual foram levantadas as principais formas de ondas em todos os elementos pertencentes ao conversor, em ambos os sentidos de fluxo de potência e, ao final, é apresentado uma tabela comparativa entre os valores calculados e simulados das grandezas elétricas relacionadas com a topologia.

No quinto capítulo é exposta a conclusão do trabalho, que traz as mais importantes observações relacionadas com vantagens e características da topologia, além de reforçar a efetividade nas possíveis aplicações apresentadas no estudo.

## 2 CONVERSORES APLICADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS: UMA REVISÃO

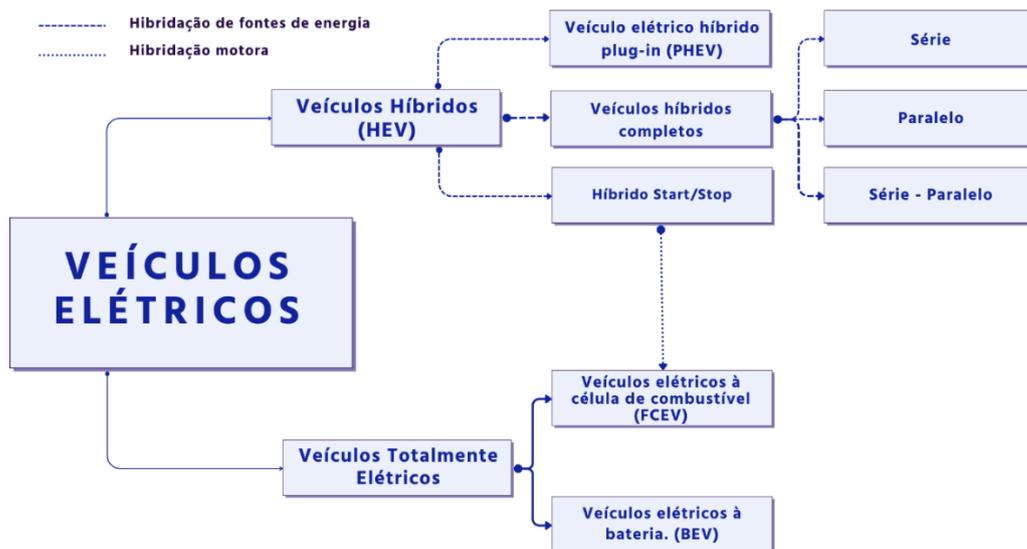
Neste capítulo será apresentado uma breve revisão a respeito das principais características dos VEs, funcionamento, tecnologias em uso ou em desenvolvimentos e conversores de energia que podem ser aplicados.

### 2.1 Carregamento de baterias em veículos elétricos

Com a crescente popularização dos veículos elétricos em nosso cotidiano, fato que se deve ao aumento da conscientização ambiental, iniciativas governamentais e avanços de tecnologias, estudos relacionados a autonomia, carregamento, eficiência energética e impactos na rede de distribuição estão sendo desenvolvidos para uma melhor adequação as necessidades atuais da população (12, 13).

Atualmente os automóveis, a depender da(s) fonte(s) de energia utilizada(s) no carregamento e propulsão, podem ser classificados de diversas maneiras, de forma geral existem o carro convencional (que faz uso de combustível fóssil), os híbridos e os elétricos, sendo que para cada tipo citado existem suas subdivisões, assim a Figura 7 mostra a classificação dos principais tipos que fazem o uso da energia elétrica, que é o foco principal de estudo.

Figura 7 - Classificação dos veículos elétricos



Fonte : Adaptada de (13).

Os carros convencionais apresentam um único motor a combustão interna que é totalmente responsável pelo movimento do veículo, são transportes mais comuns e dominam o mercado há muito tempo. Nos veículos híbridos há uma associação entre motor de combustão interna e um elétrico, onde dependendo da conexão o sistema é classificado como série, paralelo e série-paralelo, e o automóvel pode ser abastecido somente com combustível. Já nos PHEV é necessário o carregamento de suas baterias via fonte externa, pois, dependendo da utilização dos motores de propulsão, ambos podem assumir totalmente a propulsão do carro. O último tipo é o BEV, modelo que utiliza apenas um tipo de motor (elétrico) e faz uso de grupo de baterias para armazenar a energia requerida para a locomoção do veículo. Neste modelo, o espaço percorrido a cada recarga vai depender basicamente da capacidade das baterias, da eficiência do veículo, além da possibilidade de recuperação de energia através da frenagem regenerativa (14).

O carregamento das baterias de tais transportes é assunto de constante estudo e desenvolvimento, isso por conta que o mesmo deverá atender requisitos importantes para a consolidação desta tecnologia sobre os motores de combustão interna. O fato é que o procedimento deve ser eficaz em relação ao desperdício de energia elétrica, rápido por conta das demandas da sociedade atual e interfira o mínimo possível no funcionamento nas redes de distribuição de energia elétrica (15). Para atender os requisitos necessários são projetados estruturas de carregamentos que podem ser agrupados no próprio veículo (*on-board Charger* ou OBC) ou em ponto fixo em vias públicas denominadas *Electric Vehicle Supply Equipment*, e podem ser divididos em três níveis diferentes a depender de algumas características físicas e elétricas (13 - 15).

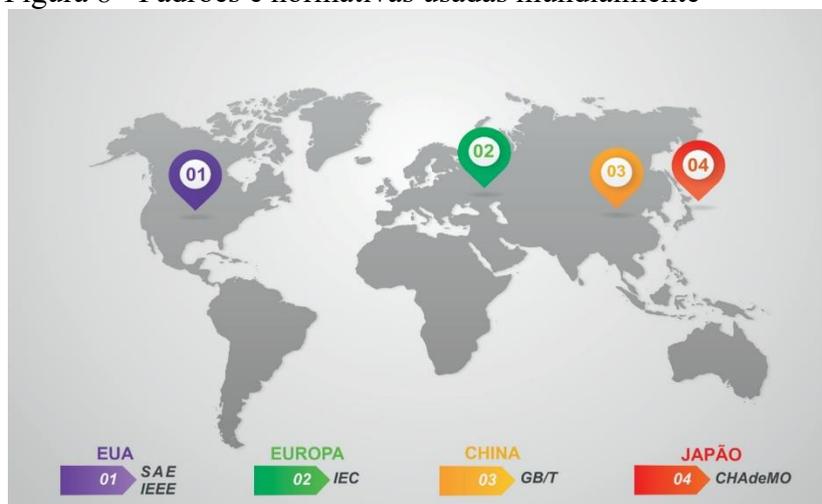
- a) Nível 1: Sistema monofásico, disponível nas tensões 120 e 230 Vac, o carregamento geralmente é efetuado na casa do proprietário ou em estacionamentos com pontos de tomadas, a potência do carregador é limitada a 3,7kW e seu tempo de carregamento é elevado, em torno de 4 a 36 horas (dependendo da tecnologia do veículo) para a plena carga.
- b) Nível 2: Sistema monofásico ou trifásico, disponível nas tensões 240 e 400 Vac, o carregamento pode ser efetuado na casa do proprietário ou em locais específicos, a potência do carregador é limitada a 22kW e seu tempo de carregamento é intermediário, na faixa de 1 a 8 horas (dependendo da tecnologia do veículo) para a plena carga.

- c) Nível 3: Sistema trifásico e não embarcado, disponível nas tensões 208 e 600 Vac ou Vdc, o carregamento é realizado em locais específicos, a potência do carregador atua entre 20 e 200 kW (por conta da elevada potência a estrutura é grande e robusta, fato que inviabiliza ser *on board*), seu tempo de carregamento é baixo, levando em torno de no máximo 1h para a carga plena.

No mundo existem vários padrões de conectores e normas disponíveis que abordam a estrutura para carregamentos dos EVs, a Figura 8 expõe algumas organizações e onde são utilizadas no mundo (17). A não uniformidade entre conectores é um problema a ser superado, pois dificultará a logística dos usuários e a implantação de pontos de recarga em vias públicas, sendo que existem uma gama considerável de fabricantes. No Brasil algumas normas tratam do assunto, a seguir as principais:

- a) NBRIEC62196-1 DE 01/2021 - Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículos elétricos e plugues fixos para veículos elétricos - Recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais
- b) NBRIEC61980-1 DE 06/2022 - Sistemas de transferência de potência sem fio (wpt) para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais
- c) NBRIEC61851-1 DE 11/2021 - Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais
- d) ABNT IEC/TR60783 DE 05/2019 Fiação e conectores dos veículos elétricos rodoviários

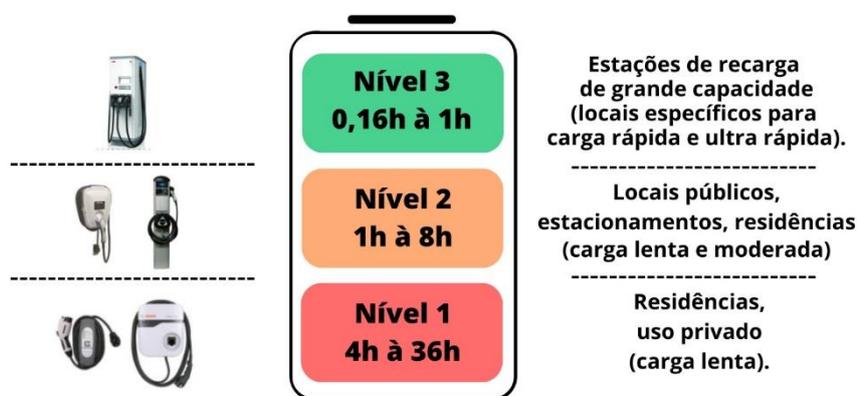
Figura 8 - Padrões e normativas usadas mundialmente



Fonte : Adaptada de 0.

A Figura 9 mostra de forma resumida as principais características de cada nível de carregamento. Vale ressaltar que o primeiro, por ser *on-board*, sofre com algumas limitações relacionadas com o espaço e peso do automóvel, isto implica na potência reduzida e conseqüentemente no tempo de carregamento. Vale ressaltar que os níveis de carregamento não são adotados por todos os padrões, por exemplo a união europeia utiliza modos que vão de 1 a 4, sendo que o modo 1 é equivalente ao nível 1 (carga lenta), modo 2 ao nível 2 (carga moderada) e modos 3 e 4 ao nível 3 (carga rápida) (16).

Figura 9 - Níveis de carregamento



Fonte: Adaptado de (16).

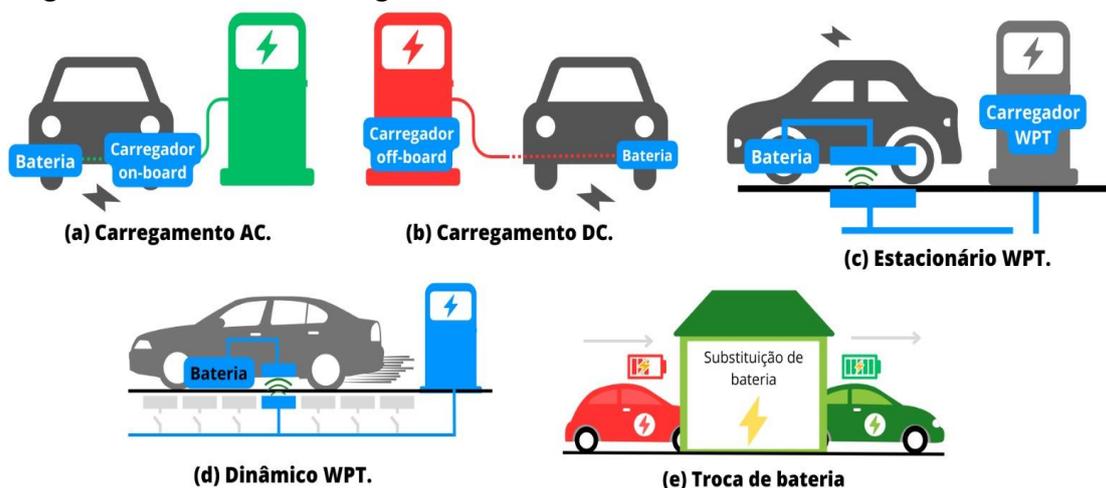
As formas de carregamentos dos veículos elétricos ainda oferecem possibilidades de aprimoramento, mas atualmente três tecnologias se destacam, sendo que a primeira é muito utilizada, são elas: O carregamento condutivo, carregamento indutivo e a troca de baterias (13). A Figura 10 retrata como são tais formas.

No carregamento condutivo o veículo é conectado fisicamente a fonte de alimentação, podendo ser em corrente alternada ou contínuo, através de cabos e conectores, é o método mais comum utilizados em EV. O carregador pode ser agrupado ou não ao veículo e podem ser diferenciados pelos diferentes níveis/modos já citados. De forma geral os carregadores integrados aos veículos consistem em dois conversores associados, um AC-DC para retificar a tensão alternada da fonte, e um segundo CC-CC em sequência conectado ao grupo de baterias, enquanto que os *Off boards* injetam diretamente nas baterias corrente contínuo (18). Alguns problemas são citados para este tipo de carregamento, como por exemplo: Os cabos condutores podem ser pesados e de difícil manuseio, além da facilidade de sofrerem ações de vandalismo (18).

O carregamento indutivo ou *Wireless power transfer* (WPT), é uma forma de recarga de energia sem a utilização de fios e pode ser classificada em estacionária, semi-estacionária e dinâmica. A primeira é realizada com o carro estacionado e é indicado para estacionamentos e residências. Na semi-estacionária a estação de carregamento fica localizada em semáforos ou em locais apropriados que possibilitem parar o veículo, seja em rodovias ou estradas. Na dinâmica a recarga é realizada com o carro em movimento, ou seja, não é necessário parar o automóvel para abastecer. As vantagens do carregamento sem fio são a estética, a segurança, a conveniência e o processo de carregamento totalmente automatizado (19).

Troca de baterias, também conhecida como *battery swapping station* (BSS), é o método mais simples e rápido dos três, consiste basicamente em trocar a bateria descarregada por uma com carga completa. O procedimento é realizado em pontos especializados e levaria apenas alguns minutos, tempo bem parecido ao que é gasto no abastecimento de um tanque de combustível (13). Estações para este tipo de carregamento já foram instaladas e os resultados não foram muito satisfatórios. Em 2011 foram utilizadas em Israel e Dinamarca, mas pouco tempo depois foram fechadas. Outra experiência ocorreu em 2013 pela empresa Tesla, foram produzidas cinco BSS na Califórnia, porém devido a pequena quantidade de usuários foram desativadas (20).

Figura 10 - Formas de carregamento



Fonte: Adaptado de (13).

Os conversores aplicados para a função de carregadores de baterias são motivo de estudos e desenvolvimentos, na busca de serem mais econômicos, mais leves, mais eficientes, aplicáveis a tecnologias em desenvolvimentos e capazes de

transferir elevadas potências. O próximo tópico aborda um conjunto de opções de topologias que atendem uma gama de aplicações em veículos elétricos ou híbridos.

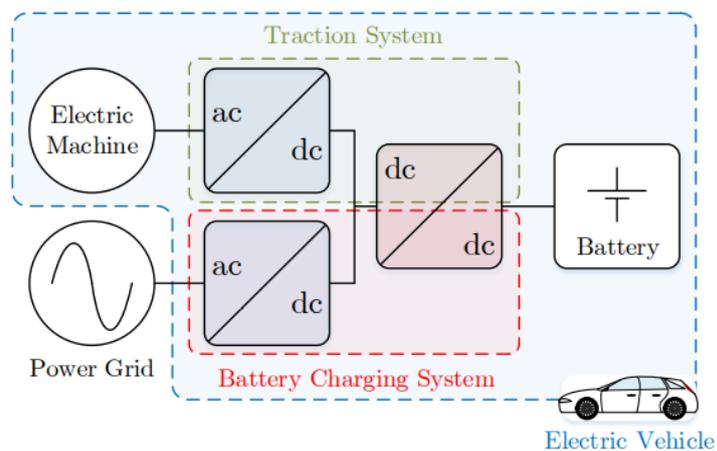
## 2.2 Estruturas de conversores utilizados para carregamento de baterias em veículos elétricos

Na disputa pelo mercado automobilísticos, os veículos elétricos ainda precisam superar algumas barreiras que estão relacionadas com os custos de produção, alcances, tempo de recarga e rendimentos, isto para atender a necessidades de locomoção exigidas e as demandas ambientais (21). A seguir serão apresentadas algumas topologias com características distintas, mas que são capazes a atenderem requisitos funcionais em aplicação de carregadores de baterias.

### 2.2.1 Carregadores de baterias integrados (IBC)

A topologia mais convencional de EV, apresentada na Figura 11, tem suas partes bem delimitadas e definidas, que são o sistema de carregamento e o sistema de tração. O primeiro tem como função principal realizar o carregamento do grupo de baterias de forma eficaz, já o segundo é encarregado de fornecer energia, vinda das baterias, para o motor elétrico tracionar o EV (22, 26). A seção delimitada em vermelho abrange o sistema de carregamento e a seção em verde o sistema de tração, em azul é todo o sistema elétrico principal do veículo.

Figura 11 - Topologia comum para aplicação em EV.



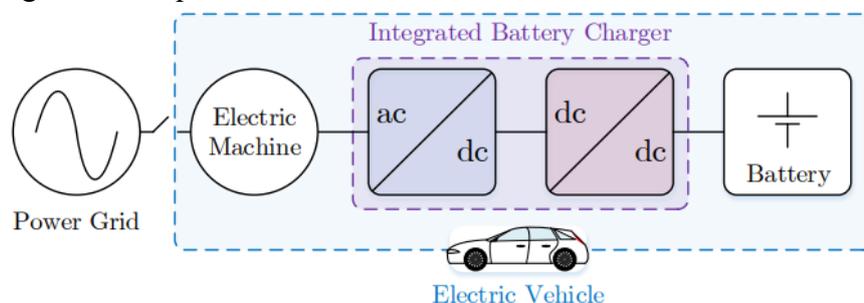
Fonte : (22).

Os carregadores dedicados tem como característica a distinção das funções de carregamento e tração entre os componentes que fazem parte da topologia do EV (23), tal separação possibilita um melhor dimensionamento, principalmente dos indutores, o que geralmente acarreta em rendimento mais elevado da topologia (24).

Visando diminuir a quantidade de componentes e aproveitar os que necessariamente devem estar presentes, surgiu a ideia dos carregadores integrados, que nas literaturas é abordado como *Integrated Battery Charger (IBC)*. A principal premissa dos IBC's é fazer uso de equipamentos/componentes em mais de uma função. Por exemplo: Na topologia tradicional existe uma divisão de tarefas, ou seja, conversores específicos para o carregamento e outros para o acionamento do motor elétrico, diferentemente do que acontece nos IBC's, que um mesmo conversor pode realizar ou participar das duas funções, diminuindo a quantidade de componentes e possivelmente o peso. Vale destacar que, nestes carregadores, o motor elétrico, que a priori tem a função de gerar movimento, pode ser utilizado como filtros de acoplamento no momento do carregamento das baterias. É importante ressaltar que tal funcionalidade é aplica para o tipo de carregamento condutivo, pois apenas uma ação carregamento/movimento é realidade por vez (22).

A Figura 12 demonstrada de forma simplificada como é a arquitetura de um IBC, além de possibilitar observar que em momentos distintos os componentes executam diferentes ações, onde os componentes em destaque roxo fazem a recarga das baterias e acionam o motor elétrico. Isso é possível por conta da bidirecionalidade de alguns conversores e a forma que estão arranjados, e ainda os enrolamentos do motor elétrico estão fazendo parte do circuito de carregamento de baterias.

Figura 12 - Aquitetura de um IBC

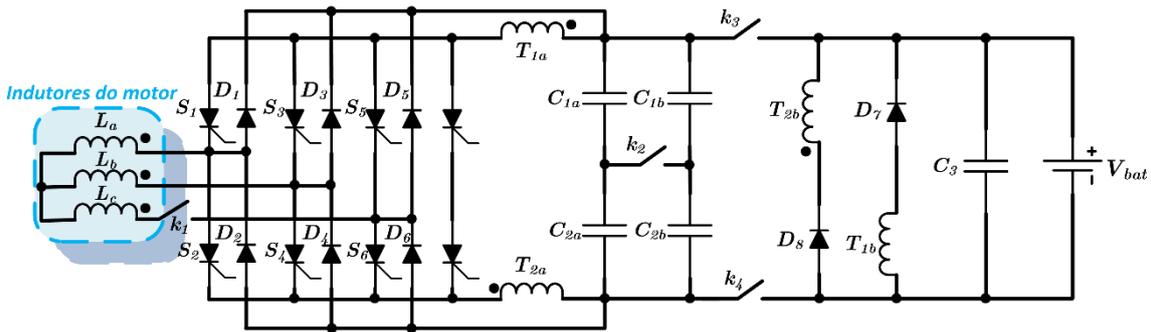


Fonte : (22).

É fácil perceber que fazer uso de componentes já existentes para realizar outras funções traz economia de materiais, espaço e peso, mas de acordo com (24), estas aplicações em geral tem a desvantagem de um menor rendimento quando comparadas com topologias dedicadas para cada tarefa.

No início dos anos 80 do século XX surgiram as primeiras publicações que tratam de EV com IBC's. Em (26) foi apresentada uma topologia bidirecional que faz uso de conversores ressonantes que é capaz de acionar o motor elétrico para gerar movimentos e também, utilizando partes dos componentes existentes, realizar o carregamento do grupo de baterias. Vale destacar que foram utilizados os enrolamentos da máquina elétrica para realizar o acoplamento com a rede, com isso não foi necessário acrescentar indutores para tal finalidade. A Figura 13 mostra o IBC proposto pelo referido trabalho.

Figura 13 - Conversor intergrado inversor/carregador de baterias para uso em veiculos elétricos



Fonte: Editado de (26).

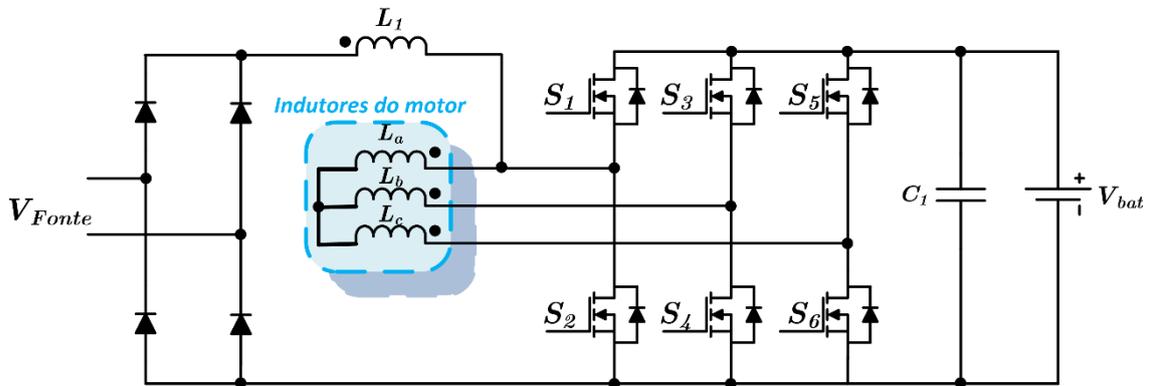
Alguns anos mais tarde foi patentado o conversor apresentado na Figura 14, onde o autor W.Ripple em (27), detalhou o funcionamento de um IBC para EV com carregamento por meio retificador monofásico de onda completa conectado a um indutor específico para a função, ou seja, o autor não fez uso dos enrolamentos da máquina elétrica. Tal fato é justificado pelo objetivo de diminuir o ripple de corrente nas baterias. O conversor ainda faz uso de três braços de transistores bipolares de junção, que tem como função alimentar o motor trifásico no momento de acionamento do EV e atuar como um conversor CC-CC, conectando a tensão retificada da rede ao grupo de baterias. Como já dito anteriormente, tais procedimentos (tração/carregamento) são realizados em momentos distintos.

Alguns anos depois o mesmo autor, agora em conjunto com A. Coccini,

patenteou outro IBC apresentado em (28) que é bem similar a apresentada em (27), porém não faz uso de indutores dedicados e utiliza duas máquinas elétricas, ou apenas umas, mas com dois grupos de enrolamentos. Os conversores CC-CA também foram duplicados, sendo que cada um está associado a um grupo de bobinas. Tal configuração tem como vantagem o possível controle de cada máquina separadamente (no caso de serem instaladas duas máquinas).

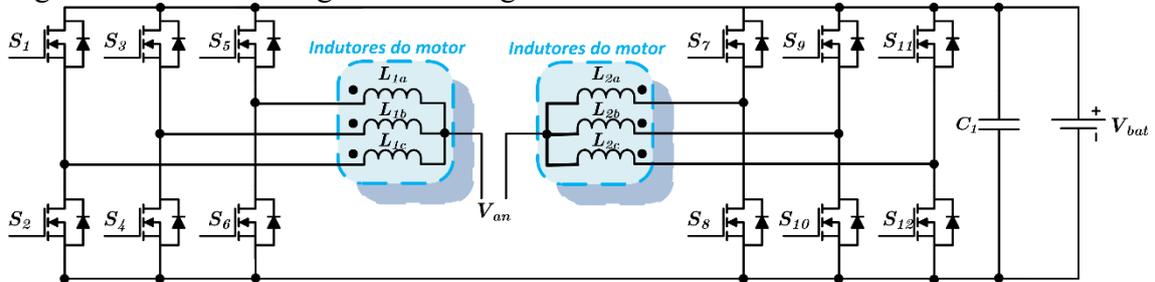
A. Coccini em 1994 apresentou outra topologia que faz uso dos indutores da máquina de propulsão junto com um indutor dedicado, esse conjunto é para realizar o carregamento das baterias, contudo quando o EV estiver no modo tração (movimento) o indutor dedicado não é utilizado. O trabalho apresenta como principal diferencial a possibilidade de utilização em sistemas monofásicos e trifásicos. Para ser possível a distinção entre os modos de operação (carregamento / tração) e possibilitar funcionamento em instalações elétricas diferentes o autor fez uso de contatoras/relés para realizar a seleção (29). A Figura 15 e a Figura 16 mostram as topologias apresentadas pelos trabalhos (28, 29).

Figura 14 - Conversor para utilização em IBC



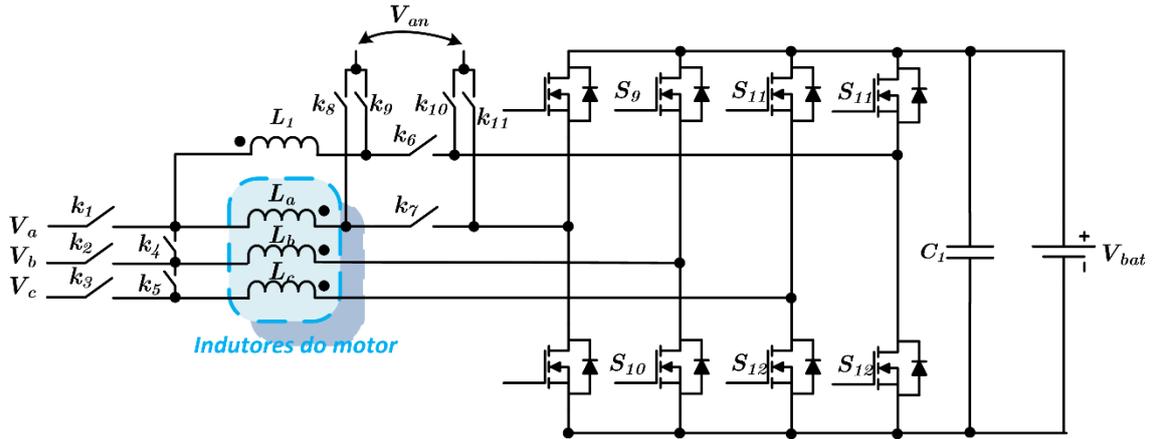
Fonte: Adaptado de (27).

Figura 15 - Sistema integrado de recarga e acionamento



Fonte: Adaptado de (28).

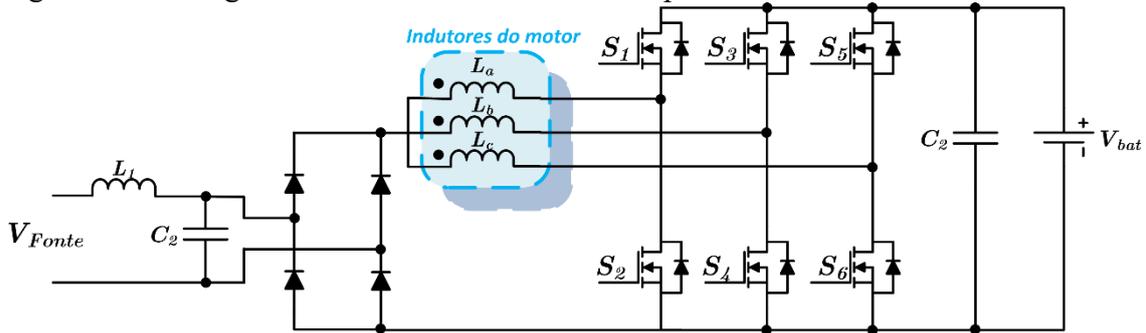
Figura 16 - Sistema combinado de carregamento e acionamento



Fonte: Adaptado de 29.

No início do século XXI, L. Solero apresentou em seu trabalho (30) um conversor para IBC, com a proposta de ser aplicado a uma scooter elétrica, como pode ser visto na Figura 17.

Figura 17 - Carregador *on board* não convencional para VEs



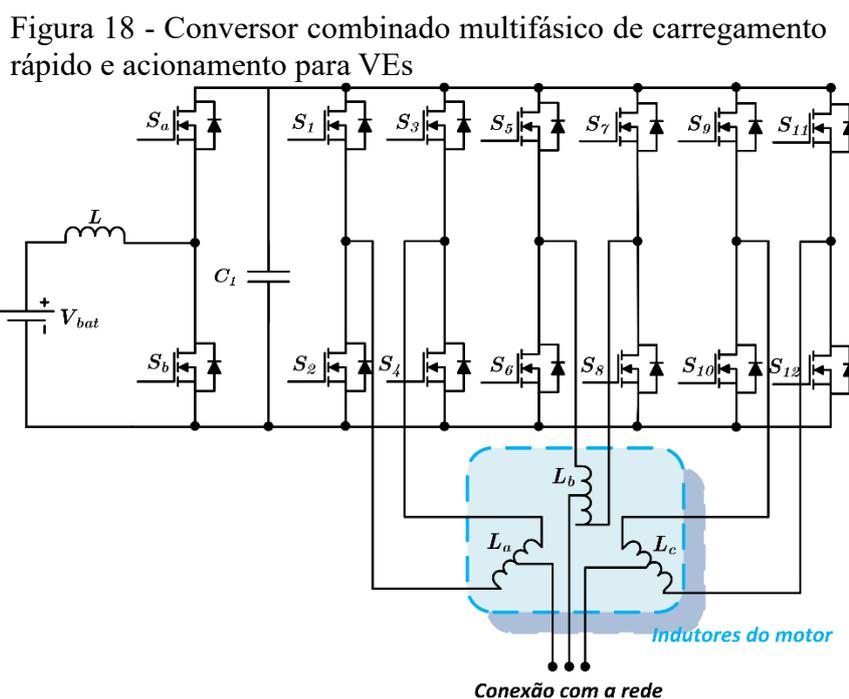
Fonte: Adaptado de (30).

A topologia apresenta um indutor dedicado realizando a conexão entre a rede com tensão alternada e uma ponte de diodos que realizam a função de um conversor AC-DC retificando a tensão de entrada. Os enrolamentos da máquina elétrica são utilizados como indutores, quando o EV se encontra na função carregamento, para possibilitar elevar o nível de tensão CC (conversor CC-CC boost) adequando o valor de entrada ao adotado pelo grupo de baterias. Para realizar o movimento do veículo os enrolamentos são alimentados pelo inversor que faz o acoplamento entre os mesmos e as baterias. Devido a função de elevação do nível de tensão do conversor CC-CC a tensão da rede alternada não deve ser superior a tensão utilizada pelas baterias.

Em 2010 foi publicado (31) por G. Pellegrino, no qual trouxe uma

topologia muito similar a apresentada por L. Solero, a diferença é que foi inserido um conversor CC-CC bidirecional entre o inversor e o grupo de baterias. Tal fato possibilita que a topologia seja utilizada em valores de tensão alternada (rede) superiores ou inferiores em comparação ao nível de tensão das baterias.

Ainda em 2010 os trabalhos (32, 33) foram publicados e desenvolvidos com a temática de um IBC trifásico apresentado na Figura 18, composto de um inversor AC/DC acoplado no conversor DC/DC ligado a bateria.



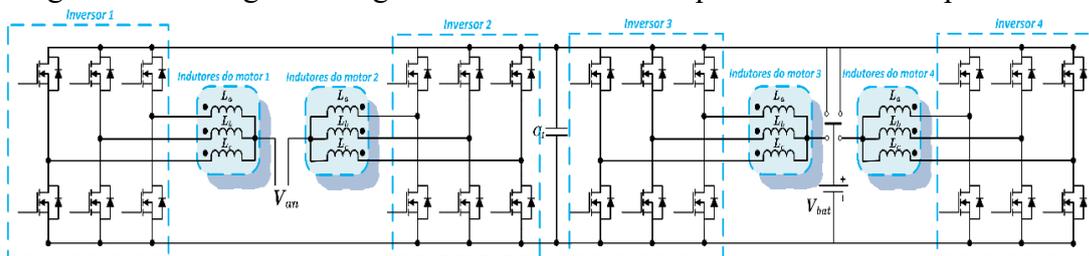
Fonte: Adaptado de (32).

O destaque da topologia é que é aplicada a motor com seis bobinas e que o ponto comum em cada par de bobina é conectado à rede trifásica no momento em que o VE está em modo de carregamento, assim cada bobina é ligada entre dois interruptores de cada braço do conversor, resultando em um conjunto com dois conversores *boost* trifásicos. Com a combinação correta dos enrolamentos e o balanceamento das fases é possível eliminar o torque do motor durante o carregamento, além do mais não será necessário utilizar contadoras/interruptores para realizar o fechamento do motor para operar no modo tração. O sistema proposto era dimensionado para operar com uma tensão de 900 V no barramento CC e 420 V nas baterias. Em (34) a mesma ideia foi utilizada, porém aplicada a um sistema monofásico. Neste caso um par de enrolamento não são utilizados durante o

carregamento, sendo utilizados normalmente durante o modo tração.

Na publicação (35) o autor utiliza quatro motores de indução totalmente independentes, sendo que cada motor é controlado separadamente e aciona uma roda do veículo. Todos os enrolamentos são utilizados no momento de carregamento das baterias. O sistema é composto por quatro inversores trifásicos e um interruptor para seleção do modo de operação (carregamento/tração). Assim como nos outros conversores apresentados, é importante que haja um fluxo de corrente de igual valor em cada enrolamento dos motores, fato importante para anular os torques dos mesmos durante o carregamento do veículo. A topologia está demonstrada na Figura 19.

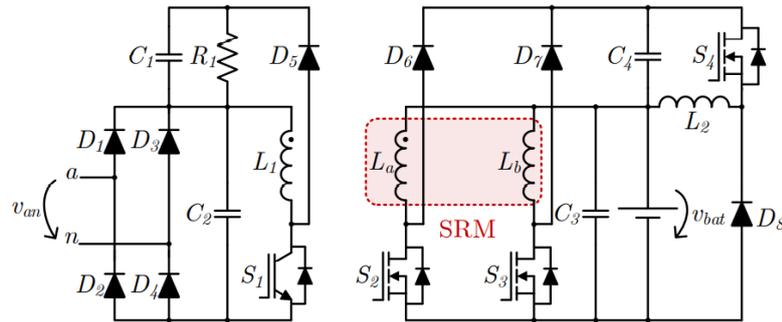
Figura 19 - Carregador integrado e acionamento de quatro motores independentes



Fonte: Adaptado de (35).

No ano de 2000 os autores C. Pollock e W. K.Thong apresentaram uma topologia a ser aplicada em um motor de relutância variável (35). O circuito está representado na Figura 20 onde é possível dividir o esquema para um melhor entendimento em três partes: a primeira é composta por uma ponte de diodos que retifica a tensão monofásica alternada. Conectada na ponte estão um MOSFET em série com indutor com acoplamento magnético em um enrolamento do motor SRM, como a topologia é isolada o acoplamento citado possibilitara o carregamento do grupo de baterias. Pertence ainda a primeira parte um resistor e um capacitor conectados ao diodo em antiparalelo com o indutor. A segunda parte tem a função de acionamento no modo tração, onde o motor SRM será acionado por dois MOSFET's comutando a potência vinda das baterias. A terceira parte busca recuperar uma parcela da energia aplicada para gerar movimento do VE, no caso o MOSFET restante em conjunto com o indutor  $L_2$ , capacitor  $C_4$  e os diodos  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  realizarão tal procedimento.

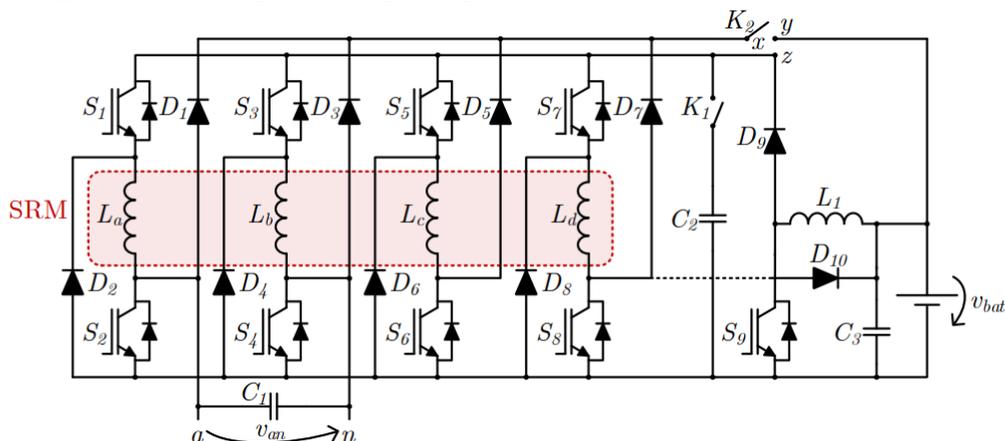
Figura 20 - Carregador integrado para motor de relutância variável



Fonte: Adaptado de (35).

Em 2009 os autores, H. C. Chang e C. M. Lia publicaram o trabalho (37) que faz uso de motor SRM com quatro fases e carregamento monofásico, exposto na Figura 21. O sistema faz uso de nove IGBT, dois interruptores, dois capacitores e uma indutância dedicada, além dos enrolamentos do SRM. As bobinas do SRM (duas delas) são utilizadas como filtro quando em carregamento e uma outra compõe um conversor DC/DC buck-boost em conjunto com dois IGBT e um diodo, o conjunto faz a interligação com a baterias. Uma dos interruptores liga e desliga o capacitor em paralelo com o SRM no modo tração, já a segunda habilita o modo carregamento ou modo tração. O restante dos IGBT's atua no acionamento do motor.

Figura 21 - Carregador integrado para motor de relutância variável e CFP.



Fonte: Adaptado de (37).

Alguns anos mais tarde, mais precisamente em 2011, os mesmos autores publicaram um aprimoramento da topologia apresentada em 2009 (38). No trabalho eles conseguiram reduzir a quantidade de diodos e interruptores, em comparação a topologia já apresentada pelos mesmos. A mudança ocorreu principalmente no

conversor AC/DC em que a quantidade de semicondutores caiu de 16 para 10 componentes.

Em (23) um IBC é apresentado em um motor síncrono de imã permanente (IPMSM). Na aplicação o conversor é utilizado no momento de recarga das baterias e para gerar a rotação do motor. Através de contatoras é possível recombinar o fechamento dos enrolamentos do motor para ambas as necessidades, sendo que quando está em modo carregamento as bobinas são fechadas em duas estrelas isoladas, fato que gera o isolamento galvânico entre o grupo de baterias e a rede externa. Vale ressaltar que no modo de carregamento o IPMSM funcionara como um gerador de imã permanente no qual irá fornecer a energia elétrica para as baterias, deste modo o motor será desacoplado do sistema de tração para girar livremente durante o carregamento.

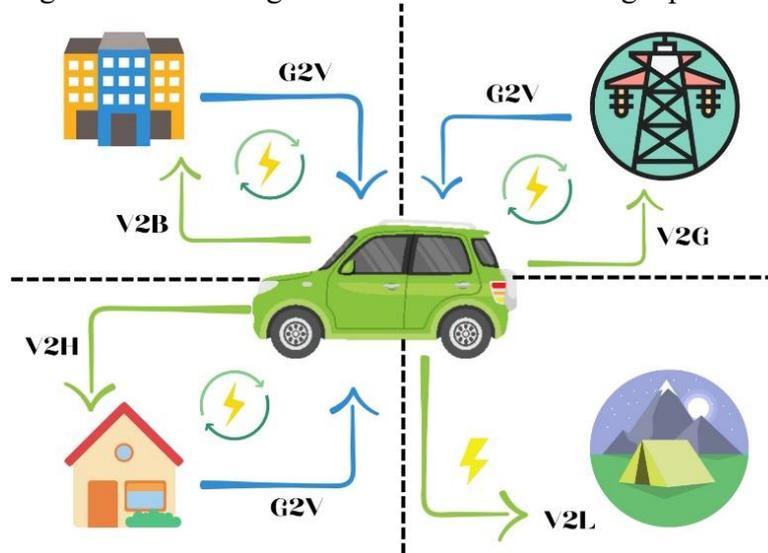
Um estudo feito em (39) compara as questões de funcionalidade e custo de implementação dos sistemas integrados em relação a sistemas dedicados. O trabalho levou em consideração quatro tipos de operações, que são: *grid-to-vehicle* (G2V), *vehicle-to-grid* (V2G), *vehicle-to-home* (V2H) e *vehicle-for-grid* (V4G). Cada situação apresentada foi aplicada em dois níveis de potência, sendo o primeiro monofásico com 6kW (aplicação tipicamente residencial), o segundo com 50kW trifásico (aplicação industrial). O trabalho ratifica a importância dos IBC e explana as vantagens em relação aos sistemas dedicados.

### **2.2.2 Conversores bidirecionais isolados CC-CC**

Ponto importante para bom funcionamento do sistema de distribuição e geração de energia elétrica é o sincronismo entre os momentos de alta e baixa geração com os instantes de muito e pouco consumo de energia elétrica (40). É fato que tal sincronismo é essencial para manter níveis de tensão e frequência da rede adequadamente, além de evitar desperdícios de energia elétrica (41). Algumas tecnologias objetivam guardar energia elétrica em VE em momentos de baixa demanda, para em momento oportuno disponibilizá-la devolvê-la a rede ou consumi-la (41, 42). Conversores bidirecionais são essenciais para a utilização de tais tecnologias, a Figura 22 mostra de forma breve a interação entre VE e alguns consumidores de energia, o que torna claro a utilização deste tipo de conversor. Em (43) é feito uma amostragem de várias topologias que possibilitam estas interações de energias elétrica entre diferentes fontes.

A interação citada acima nada mais é que usar o VE como um armazenador de energia elétrica, com isso existem algumas nomenclaturas para diferenciar cada tipo de relação entre carga e consumidor. Assim, a Figura 22 demonstra a possível troca de energia entre o VE e a rede elétrica (V2G), em Figura 22 ocorre entre O VE e uma residência (V2H), e em Figura 22 entre o VE e um consumidor isolado (V2L) (44, 45).

Figura 22 - Tecnologias de transferência de energia para VEs

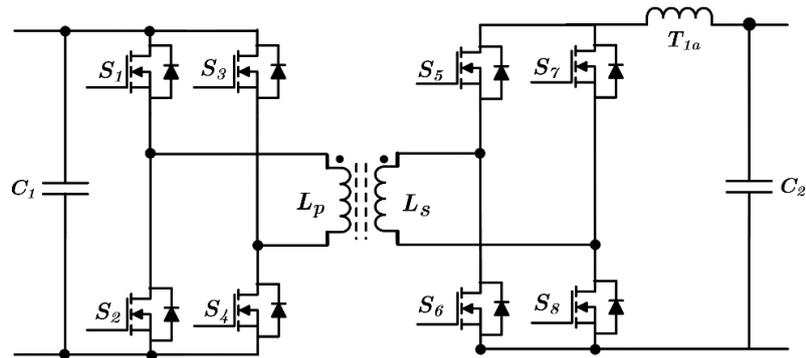


Fonte: Adaptado de (23).

Muitos conversores bidirecionais estão sendo aprimorados para atender demandas referentes a tais aplicações. De acordo com (46) estes conversores podem ser classificados de forma geral em alimentados por tensão e corrente, em que para diferenciá-los é necessário observar a existência e ligação de indutores na topologia. Ainda segundo o autor, estes conversores são apropriados a operar em altas frequências de comutação, isso inclui retificadores e transformadores com a mesma característica (alta frequência).

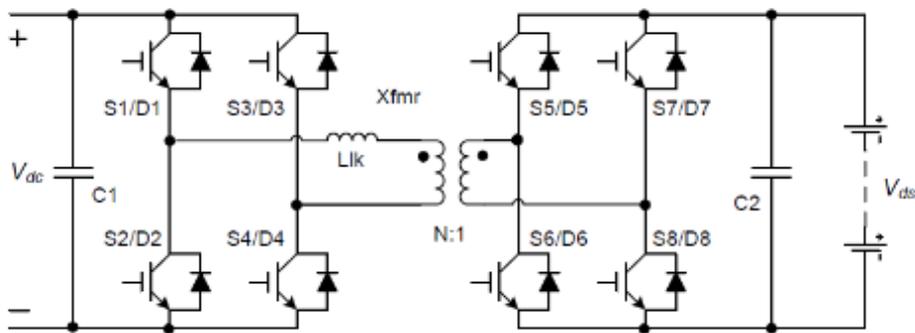
Em (47) foi publicado um trabalho que fez uma comparação entre três topologias isoladas e bidirecionais, foram elas : Conversor *Full-Bridge* alimentado por corrente e tensão, conversor com duas *full-bridger* ativas (DAFB) e conversor ressonante série com capacitor de grampeamento. No estudo foram verificadas as vantagens e desvantagens em relação a construção e eficiência de cada topologia. As Figura 23, Figura 24 e Figura 25 apresentam, respectivamente, cada conversor analisado na publicação.

Figura 23 - Conversor bidirecional *Full-Bridge* alimentado por corrente e tensão



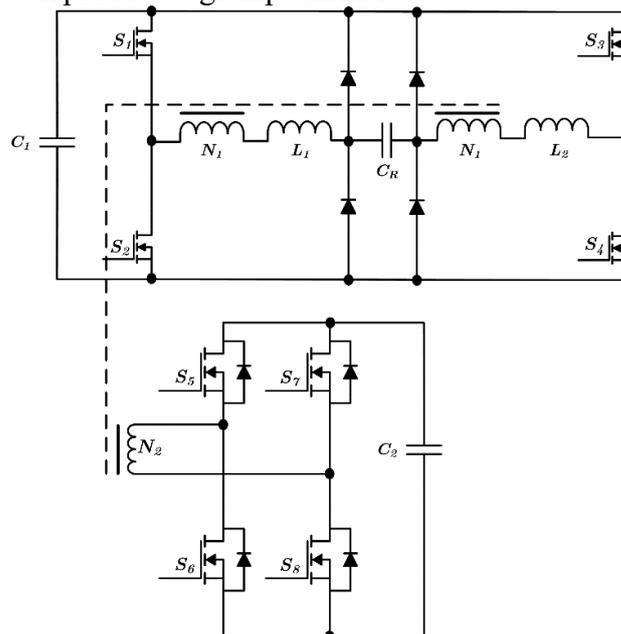
Fonte: (47).

Figura 24 - Conversor com duas pontes ativas



Fonte: (48).

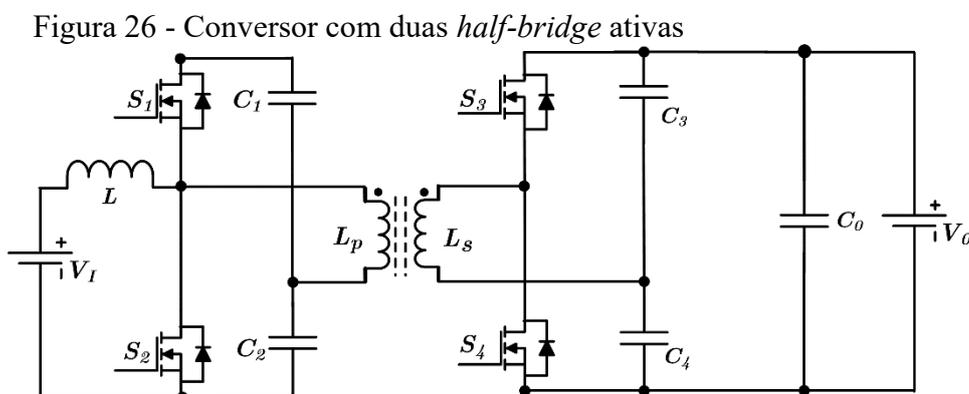
Figura 25 - conversor ressonante série com capacitor de grampeamento



Fonte: (47).

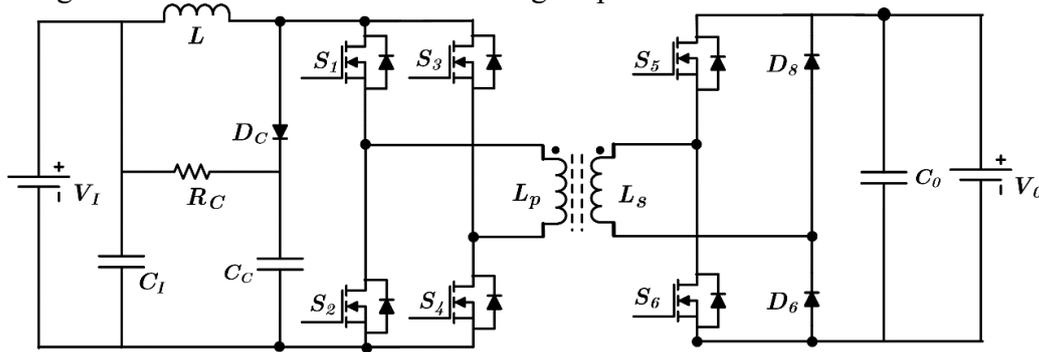
Em 2005 foi apresentada a patente (48) que é um conversor CC-CC bidirecional chamado de dual *active full bridge DC/DC converter* ou simplesmente de conversor DAB. Na patente é retirada a alimentação por corrente do topologia, que é utilizada em (47), tornando-o assim um conversor simétrico e bidirecional, além de evitar os picos de tensão nos semicondutores. Em (49) foi apresentado trabalho similar, porém a topologia apresentava em um lado do transformado uma alimentação por corrente e ainda fazia uso de duas *half-bridge* ao invés de duas *full-bridge*, como mostra a Figura 26.

No trabalho apresentado em (49) o autor propôs um circuito adicional ao conversor CC-CC *full-Bridge* bidirecional isolado para diminuir a sobretensão nos interruptores, fato que é causado pela indutância de dispersão inerente ao transformador utilizado na topologia da Figura 27 O circuito inserido é conhecido como circuito *snubber* ou grampeador de tensão, atuando de forma a limitar o nível de tensão sobre o componente de comutação fornecendo um “caminho” para que a energia armazenada seja dissipada. Em relação a (51) foram apresentadas soluções para a redução do estresse de tensão nos interruptores, mas nesses casos foi inserido um circuito chaveado, conhecido como *active clamp*, no lado da alimentação por corrente. Foi atribuído como vantagem destas aplicações ativas o fato de ser possível a comutação sem a circulação de corrente e livre de tensão, elevando o rendimento da topologia por conta que reduz as perdas por comutação. No artigo (54) a mesma ideia é utilizada, porém no lado da alimentação por tensão é utilizado um *half-bridge* ao invés do *full-bridge*.



Fonte: (49).

Figura 27 - Conversor com circuito de grampeamento



Fonte: (49).

Algumas variações do conversor DAB foram apresentadas, por exemplo no trabalho (55) os autores propuseram um conversor bidirecional DC-DC controlado por deslocamento de fase, com possível aplicação em VE e ainda os autores destacaram a possibilidade de recuperação de parte da energia durante as frenagens do VE. Em (56) foi publicado uma topologia com duas *half-bridge*, mas com a ligação da fonte de tensão do lado primário do transformador ligado entre dois semicondutores. De forma similar a topologia foi trabalhada em (57). No trabalho (58) são três *half-bridge* na topologia, conhecido na literatura como três portas, neste caso é utilizado um transformador com três enrolamentos onde é possível o fluxo bidirecional de potência. O conversor é controlado por deslocamento de fase combinado com modulação PWM. Em (59) é explanado a respeito de conversores bidirecionais que utilizam diferentes configurações, como: conversores com um e dois estágios, conversores integrados e alguns outros para aplicações em VE's.

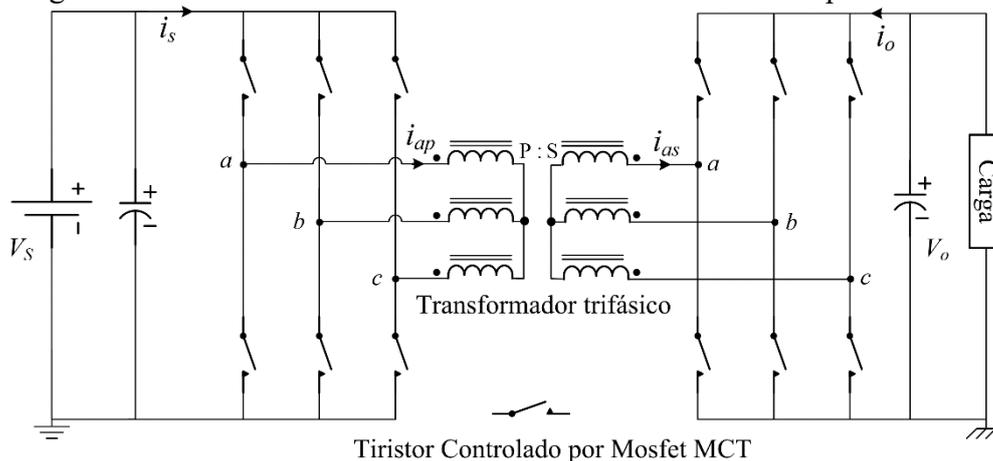
Comum em aplicações que necessitem de alta densidade de potência, as topologias trifásicas utilizam transformadores operando em alta frequência em conversores CC-CC, fato que possibilita a reduzir esforços de corrente nos interruptores de potência, utilização de núcleos magnéticos reduzidos e diminuir o tamanho dos filtros de entrada ou saída do conversor com a aplicação de sinais em altas frequências (60, 61).

A literatura mostra que os primeiros trabalhos a apresentarem o uso desta topologia foram as publicações (62, 63), nos anos de 1988 e 1991, respectivamente. Nelas foram usadas um transformador operando em alta frequência com modulação por largura de pulso, com o transformador conectado em Y:Y, e com deslocamento de fase entre os pulsos de comando e, possibilitando fluxo bidirecional de energia e alta potência. A topologia é exposta na Figura 28, onde é possível verificar a semelhança

com a apresentada em (63), de fato a principal diferença é a utilização do transformador trifásico.

As publicações foram direcionadas para comparações com topologias similares, mas com números diferentes de semicondutores, desta forma os autores puderam levantar vantagens deste tipo de utilização.

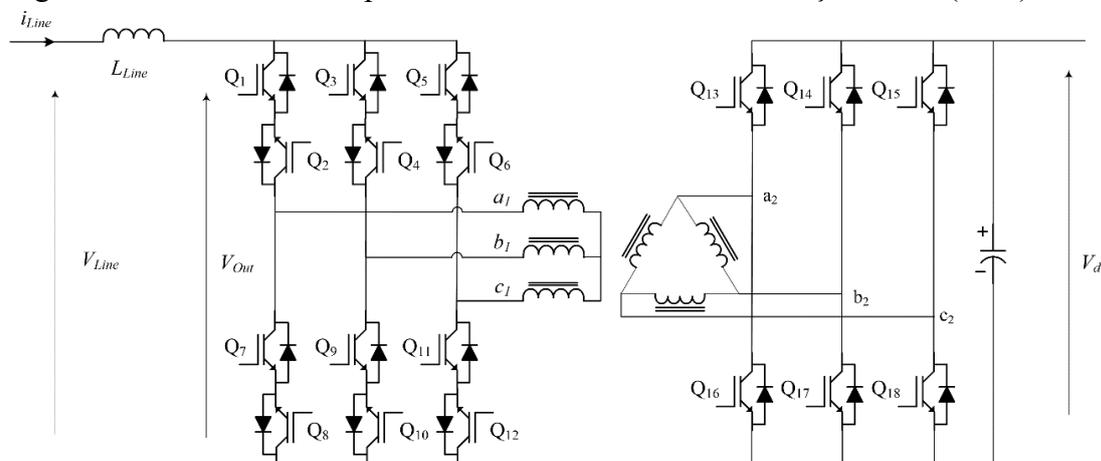
Figura 28 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional com duas pontes ativas



Fonte: Adaptado de (63).

O conversor proposto por Kjaer, Norrga e Ostlund, no ano de 2000, é indicado para aplicação em veículos ferroviários e é capaz de processar elevados níveis de potência elétrica. Na publicação (64) os autores apresentaram a topologia em destaque na Figura 29 e expuseram como resultado, simulado em protótipo de 30kW, rendimentos superior a 94% quando o conversor atua com potência próxima a nominal e de aproximadamente 90% para potência mais baixas.

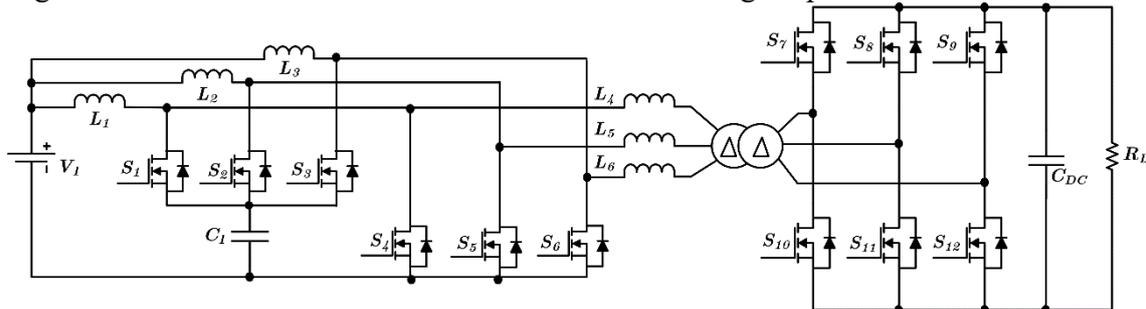
Figura 29 - Conversor com ponte ativa de entrada com comutação suave (ZVS).



Fonte: Adaptado de (64).

Na publicação (65) é apresentado uma topologia CC-CC isolada bidirecional com a utilização de circuitos de grampeamentos ativos, o objetivo do grampeamento é minimizar o efeito causado pela indutância de dispersão e promover recuperação desta energia acumulada. Em bancada de teste a topologia apresentou rendimentos de 94% e 96% nos sentidos de abaixador e elevador de tensão, respectivamente.

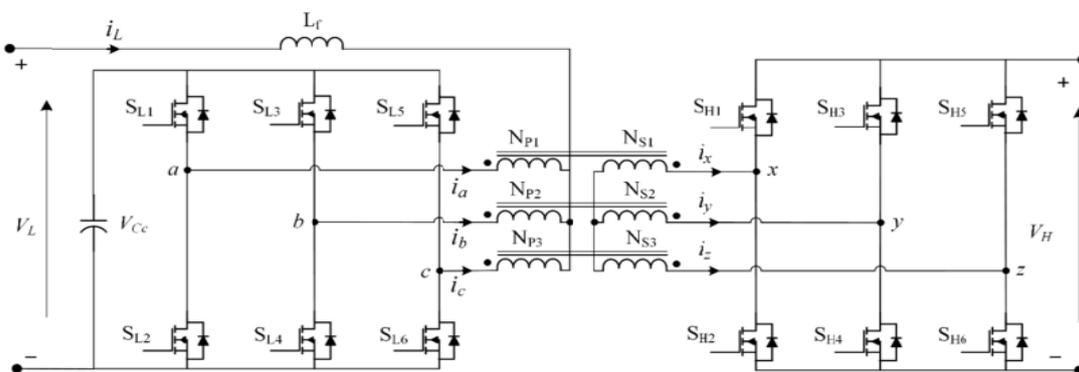
Figura 30 - Conversor bidirecional isolado trifásico com grampeamento ativo



Fonte: (65).

Em (66) foi apresentada outra possibilidade para amenizar a sobre tensão sobre os interruptores. Os autores Bal, Rathore e Srinivasan, expuseram a topologia da Figura 31, onde propuseram nova modulação para grampear a sobretensão sobre os semicondutores do primário em um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional durante seu bloqueio e permitir comutação ZCS nos mesmos com a conexão do transformador de alta frequência.

Figura 31 - Conversor CC- CC trifásico bidirecional com alimentação em corrente tipo Push-Pull.



Fonte: (66).

É comum trabalhos publicados abordando comparações entre conversores e relacionando várias características dos mesmo, como exemplos podem ser citado:

(67, 68) que analisa a topologia CC-CC DAB entre conversores monofásicos e trifásicos (o primeiro com aplicação em turbinas e o segundo para carregamento de baterias), (69, 70) que estuda diferentes modulações para conversores trifásicos DAB.

### 2.3 Conversor em estudo e aplicações

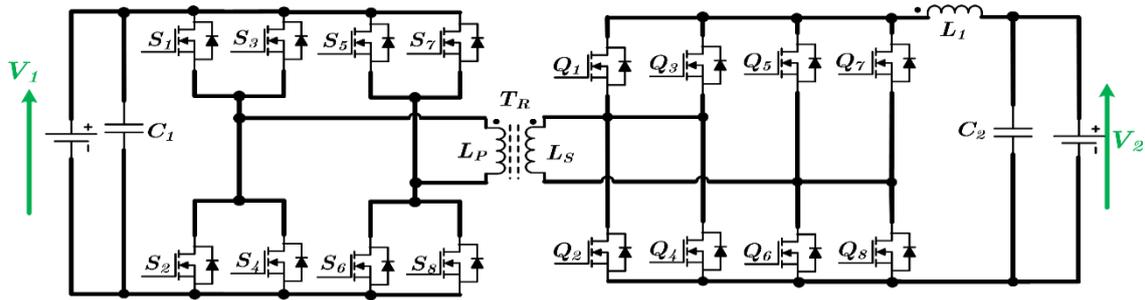
Neste tópico, será abordado o conversor proposto, destacando suas principais características, vantagens e aplicações, focando em atender demandas direcionadas a veículos elétricos e híbridos, além de apresentar a concepção da topologia advinda de variações dos conversores clássicos.

Com a análise das diversas topologias demonstradas na revisão bibliográfica é possível observar que existem aplicações que necessitam de conversores unidirecionais, porém, existe grande atenção para conversores bidirecionais, ocasionada principalmente pela necessidade de interação entre a rede elétrica, residências, e prédios, com o veículo elétrico, respectivamente V2G, V2H e V2B. Outro fator que exige a bidirecionalidade é a recuperação de energia elétrica através da frenagem do VE, conhecida como frenagem regenerativa.

Além da bidirecionalidade, algumas aplicações necessitam de isolamento galvânico entre partes do circuito elétrico do veículo e/ou com a rede externa, esta característica é requerida geralmente para isolar a fonte primária de energia (rede) e pode ser requisitada por normas de segurança direcionadas a estes tipos de transportes. O isolamento galvânico pode ser realizado através de transformadores de alta ou baixa frequência e serem instalados *on board* ou *off board*.

O conversor em estudo é derivado da estrutura conhecidas nas literaturas como conversor Full Bridge, consistindo em uma topologia com isolamento galvânico em alta frequência, com bidirecionalidade, capaz de proporcionar baixa ondulação de corrente e possibilidades de ajustes de qualidade na tensão e corrente para carregamento do grupo de baterias pertencentes a EVs e HEVs. Apresenta ainda um total de 16 semicondutores, onde são conectadas 8 em cada lado do transformador monofásico, formando 4 braços com dois interruptores em ambos os lados do mesmo, além de possuir apenas um indutor conectado no lado de baixa tensão. Vale destacar a existência de conexões entre alguns braços do conversor (entre os interruptores), este fato possibilita aumentar a frequência da ondulação sobre os elementos passivos de filtros. A Figura 32 apresenta o conversor descrito acima.

Figura 32 - Conversor CC-CC em estudo.

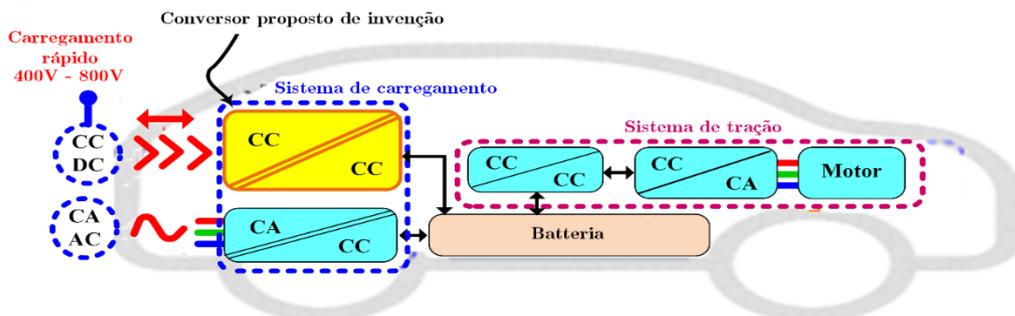


Fonte: Elaborada pelo autor.

Sistemas embarcados aplicados em veículos elétricos e híbridos geralmente tem a necessidade de limitar o volume e massa de seus componentes, isto porque os espaços disponíveis destes veículos são bem reduzidos e movimentar grandes massas geram um elevado consumo energético, desta forma, topologias que não atentem para estes requisitos podem se tornar inviáveis para estas aplicações. Partindo destas premissas, o conversor em estudo possibilita a redução dos indutores e capacitores por conta do aumento significativo da frequência de ondulação sobre estes elementos, sendo que esta é uma característica deste conversor que merece destaque.

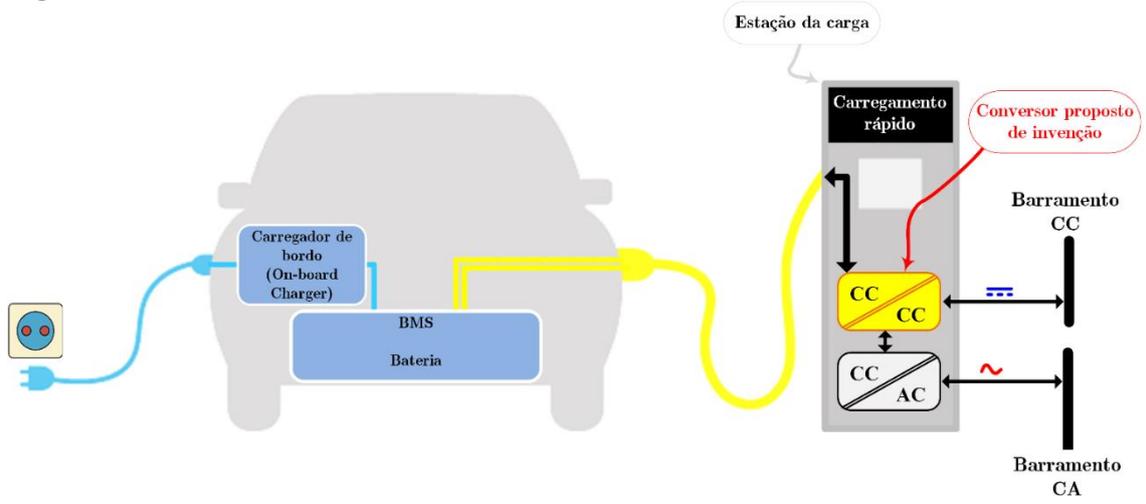
As figuras a seguir apresentam possibilidades de aplicações da topologia. A Figura 33 é uma aplicação *on board*, com isolamento galvânico, onde o conversor (em amarelo) se conecta diretamente com uma fonte CC e realiza o carregamento do banco de baterias, podendo ainda, por conta da bidirecionalidade, devolver energia elétrica a rede CC. Na Figura 34 o conversor, em destaque amarelo, realiza a mesma função do exemplo anterior, mas é uma aplicação *off board*.

Figura 33 - Conversor CC-CC em sentido direto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 34 - Conversor CC-CC em sentido direto



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL

Neste capítulo serão exibidas as análises teóricas do comportamento do conversor de forma idealizada, seus referidos ganhos estáticos para cada modo de condução, além de trazer as deduções matemáticas para o dimensionamento dos componentes e, ao final, demonstrar os esforços elétricos ao qual serão submetidos cada elemento.

Todas as verificações serão atribuídas a dois sentidos de fluxos de potência, que aqui foram chamados de sentido direto ( $V_1$  para  $V_2$ ) e sentido inverso ( $V_2$  para  $V_1$ ), sendo que cada análise foi separada por tópicos para melhor organização e entendimento.

#### 3.1 Sentido direto

Neste capítulo serão feitas as análises qualitativas e quantitativas da topologia operando no sentido intitulado como direto, funcionando como um abaixador de tensão e tendo como entrada a tensão  $V_1$  e saída a tensão  $V_2$ , como mostra a Figura 35. Nesta situação o fluxo de energia está saindo da rede elétrica e sendo direcionada para o grupo de baterias. O estudo irá abranger três modos de operação que são: Modo de condução contínuo (MCC), Modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução crítico (MCCr). Cada modo se difere em relação à circulação ou não de corrente elétrica pelo indutor  $L_1$  em cada ciclo de armazenamento e transferência de energia elétrica em seu campo magnético, assim no MCC há circulação de corrente em todos os instantes, no MCD ocorre uma descontinuidade de circulação de corrente durante um intervalo, e o MCCr é a fronteira matemática entre os dois modos anteriores.

Será apresentado inicialmente o princípio de funcionamento no modo de condução contínuo com sua modulação e principais formas de ondas associadas a cada etapa de funcionamento, além das expressões matemáticas para cálculos de variáveis elétricas, dimensionamento de componentes e a obtenção do ganho estático. Na sequência a ação será repetida, mas considerando o modo descontínuo e posteriormente o modo crítico. Por último será apresentada a característica de saída do conversor no sentido direto, no qual apresenta a relação dos três ganhos em um mesmo gráfico.

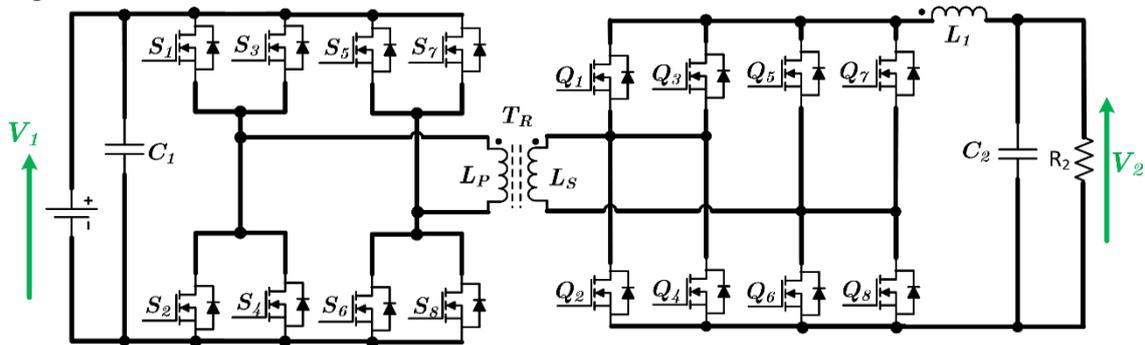
### 3.1.1 Análise do conversor CC-CC em modo de condução contínuo

Nesta seção será considerada para análise o conversor atuando em modo de condução contínuo (MCC), onde apresenta como característica a permanente circulação de corrente elétrica em  $L_1$  dentro do intervalo  $T_s$ .

#### 3.1.1.1 Região de operação

O conversor CC-CC bidirecional está representado na Figura 35 e é composto por 16 semicondutores com diodos de roda livre ( $S_n$  e  $Q_n$ ), 02 capacitores, uma fonte de alimentação  $V_1$  ( $V_2$  representa neste caso a tensão na carga), um transformador  $TR$  e um indutor  $L_1$ . Neste sentido de fluxo de operação, o conversor irá reduzir a tensão recebida de  $V_1$  para o valor de tensão estipulado para a carga e sua faixa de operação da razão cíclica está limitada em  $0 < D < 0,25$ , limitada a  $1/4$  do período por conta da sobreposição de condução e acionamento de dois interruptores pertencentes ao mesmo braço de comutação, fato que ocasionará um curto-circuito em  $V_1$ .

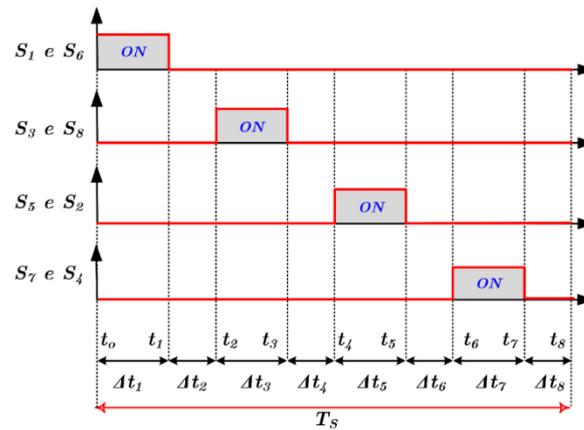
Figura 35 - Conversor CC-CC em sentido direto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 36 é demonstrada os intervalos de acionamentos dos interruptores  $S$  conectadas ao lado primário do transformador. Os interruptores irão operar em duplas, formando assim 4 grupos, sendo que há defasamento de  $90^\circ$  entre cada conjunto, totalizando oito intervalos de operação que foram denominados com  $\Delta t$  acompanhado do número referente ao intervalo.

Figura 36 - Modulação no sentido direto em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em um período completo de comutação, que é denominada por  $T_s$ , cada grupo de semicondutor ficará acionado durante um tempo estabelecido e retornará ao estado de repouso após a conclusão do mesmo, isso ocorrerá de forma igualitária com todos os conjuntos, porém não ao mesmo tempo. É possível verificar que quando os interruptores  $S_1$  e  $S_6$  ou  $S_3$  e  $S_8$  estão ligadas, o fluxo de corrente no transformador está em determinado sentido (de cima para baixo) e o contrário acontece quando os outros interruptores entram em modo condução, ou seja, é invertida o fluxo de corrente em  $T_R$ . Merece destaque que neste sentido de operação somente os interruptores  $S$  serão acionados, desta forma, os interruptores  $Q$  permanecerão desligados e seus diodos intrínsecos  $D_Q$  farão a retificação da tensão induzida em  $L_S$ . Logo mais cada etapa de funcionamento será detalha de forma mais clara.

A relação de transformação ( $n_T$ ) do transformador é calculada pela expressão (1), que indica proporção de espiras entre cada lado do transformador, assim como os valores de tensão e corrente, onde  $N_P$  e  $N_S$  são o número de espiras no primário  $L_P$  e secundário  $L_S$  de  $T_R$ . Na equação (2) é apresentado como se relaciona os valores de indutância de cada lado com a relação de transformação.

$$n_T = \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_S}{N_P} \quad (1)$$

Os valores de indutâncias em relação a  $n_T$  são demonstrados na equação 2:

$$n_T^2 = \frac{L_S}{L_P} \quad (2)$$

O quociente do tempo que um interruptor permanece conduzindo ( $t_{ON}$ ) em relação ao tempo de um período completo é chamado de razão cíclica ( $D$ ). É um parâmetro de fundamental importância para o funcionamento do conversor e pode ser calculado com o auxílio da expressão (3).

$$D = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (3)$$

Cada etapa de funcionamento do conversor foi associada a um intervalo de tempo  $\Delta t$  para que possibilite alguns cálculos necessários em cada momento, tornando mais fácil o entendimento do circuito com estas divisões. Assim cada intervalo de tempo compreende dois instantes, um final e um inicial, para ser possível mensurá-lo matematicamente. O conjunto de equações (4) expõe como serão trabalhados esses intervalos, para melhor visualização é aconselhável consultar a Figura 36.

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= t_1 - t_0, & \Delta t_2 &= t_2 - t_1, \\ \Delta t_3 &= t_3 - t_2, & \Delta t_4 &= t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 &= t_5 - t_4, & \Delta t_6 &= t_6 - t_5, \\ \Delta t_7 &= t_7 - t_6; & \Delta t_8 &= t_8 - t_7 \end{aligned} \quad (4)$$

É possível observar que alguns intervalos são iguais, por conta disso é feito estas equivalências demonstradas nas equações (5).

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7 \\ \Delta t_2 &= \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8 \end{aligned} \quad (5)$$

Observe que o intervalo de tempo  $\Delta t_1$  coincide com o tempo em que os interruptores  $S_1$  e  $S_6$  estão sendo acionadas, então é possível substituir  $t_{ON}$  por  $\Delta t_1$  na equação (3), conseqüentemente é deduzida a equação (6).

$$\Delta t_1 = D \cdot T_S \quad (6)$$

O intervalo  $\Delta t_2$  somado ao intervalo  $\Delta t_1$  é igual a 1/4 do período total de comutação, então considerando esta relação é exequível a formulação da expressão (7). Portanto, encontrando  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  já serão sabidos os outros intervalos devidos as igualdades já citadas em (5).

$$\Delta t_2 = \frac{(1 - 4D)}{4} \cdot T_s \quad (7)$$

### 3.1.1.2 Etapas de funcionamento

Primeiramente algumas considerações devem ser enfatizadas:

- a) Como já foi dito anteriormente, os interruptores são acionadas aos pares e na sequência mostrada na Figura 36, com isso cada dupla receberá o sinal de acionamento ao mesmo tempo e duração.
- b) O circuito será analisado de forma ideal, ou seja, serão desconsideradas as perdas em todos os componentes.
- c) Não tem a possibilidade de mais de um conjunto de interruptores serem acionadas ao mesmo tempo, sendo que cada dupla estão com defasamento de 90°.
- d) Os intervalos terminados em números pares tem o mesmo funcionamento, então apenas o intervalo  $\Delta t_2$  será explicado mais detalhadamente.
- e) Neste sentido de operação (direto) a fonte  $V_1$  irá alimentar todo o circuito e  $V_2$  será a tensão na carga  $R_2$ .
- f) Cada etapa a ser analisada está associada a um intervalo de tempo demonstrado na Figura 36 de forma sequencial, por exemplo: etapa 1 com  $\Delta t_1$ , etapa 2 com  $\Delta t_2$  e assim se segue até a última etapa associada com o ultimo intervalo

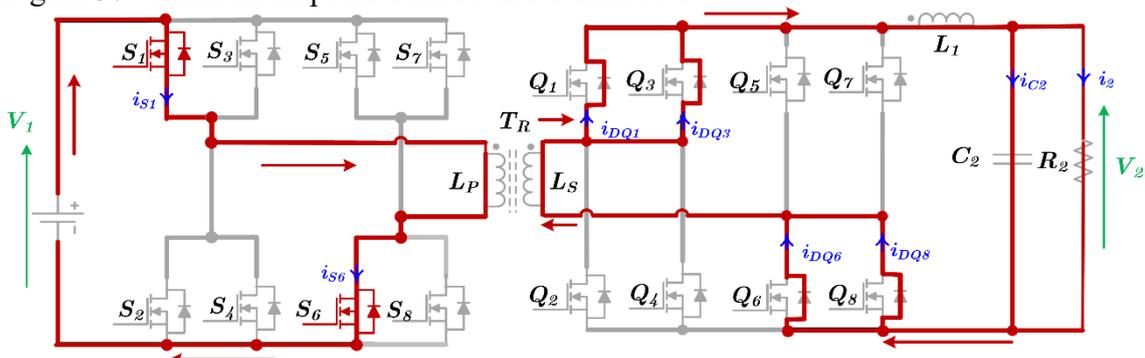
A 1ª etapa está em destaque na Figura 37, sendo em vermelho o percurso que a corrente elétrica fornecida por  $V_1$  está percorrendo. A etapa tem início em  $t_0$ , no qual é o momento em que os interruptores  $S_1$  e  $S_6$  entram em funcionamento, permitindo a circulação de corrente e energizando o primário  $L_p$ . As setas em vermelho indicam o sentido da corrente em todo o circuito.

É destacável que no lado da fonte as correntes fluem pelo próprio semicondutor, fato que não ocorre no lado da carga porque os interruptores  $Q$  não são acionados neste sentido de operação, desta forma as correntes circulam pelos diodos

$D_Q$ . Devido a polaridade da tensão induzida em  $L_S$  parte dos diodos são polarizados diretamente e entram em estado de condução, como é o caso dos diodos associados aos interruptores  $Q_1, Q_3, Q_6$  e  $Q_8$ , e os polarizados reversamente (o restante) se mantém em modo bloqueio (circuito aberto).

A corrente circulante no secundário do transformador irá passar pelo indutor  $L_1$  fazendo com que o mesmo acumule energia em seu campo magnético, esta que posteriormente será devolvida, e continuará seu percurso passando pelo capacitor filtro ( $C_2$ ) e pela carga, onde quase sua totalidade ficará concentrada em  $R_2$ . O valor de tensão na carga  $V_2$  será o valor induzido no secundário do transformador subtraído do valor que ficará sobre  $L_1$ . Para fechar o percurso no lado da carga a corrente irá fluir pelos diodos de  $Q_6$  e  $Q_8$  e retornam para o secundário. O intervalo  $\Delta t_1$  se encerra em  $t_1$  que é o momento em que se inicia o próximo.

Figura 37 - Primeira etapa no sentido direto em MCC.



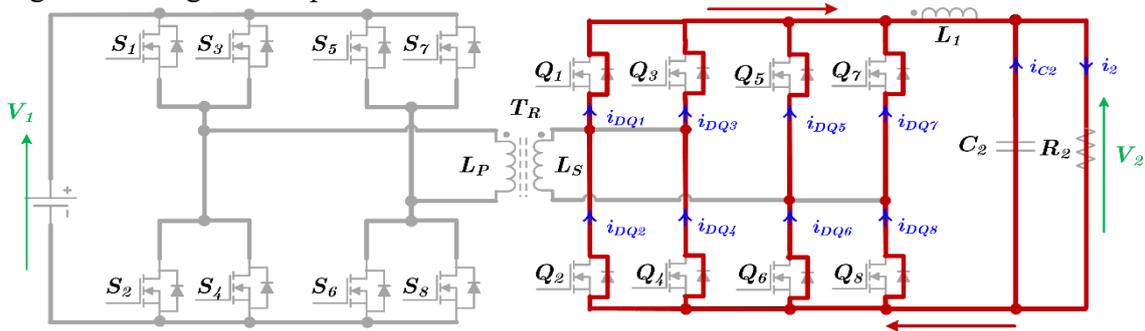
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 2ª etapa, em destaque na Figura 38, os interruptores que estavam ligadas no instante anterior são desligadas e passam a não conduzir, com isso durante esta etapa todos os interruptores  $S$  estão abertas e conseqüentemente a fonte não injeta potência no circuito. Já no lado da carga o indutor que ficou carregando durante a primeira etapa passa agora a devolver a energia acumulada, ou seja, passa a descarregar. A polaridade da tensão sobre  $L_1$  será invertida e com isso o indutor fornecerá corrente elétrica no mesmo sentido da etapa anterior, mantendo assim a corrente de saída relativamente constante, enquanto que o capacitor mantém o nível de tensão na carga. A intensidade de corrente fornecida por  $L_1$  irá reduzir ao longo da segunda etapa, mas não chegará a zero, este fato classifica o circuito como operando no modo de condução contínuo (MCC).

Para a corrente de  $L_1$  ( $I_{L1}$ ) fluir naturalmente necessita de um circuito fechado, assim todos os diodos dos interruptores  $Q$  são polarizados diretamente e

entram no modo de condução. A polarização dos diodos se deve ao fato de que a tensão sobre  $L_1$  também foi invertida e é justamente o indutor em conjunto com o capacitor  $C_2$  que fornecerão a energia para a carga  $R_2$ . O valor da tensão  $V_2$  é mantido por meio de  $L_1$  e  $C_2$  que suprem a demanda de potência requerida pela carga  $V_2$ , isto ocorre porque ambos estão devolvendo parte da energia armazenada na etapa anterior. Vale o destaque que esta ação que acontece em  $\Delta t_2$  se repetirá em  $\Delta t_4$ ,  $\Delta t_6$  e  $\Delta t_8$ , assim não será necessário relatar todos estes acontecimentos quando chegar as etapas citadas.

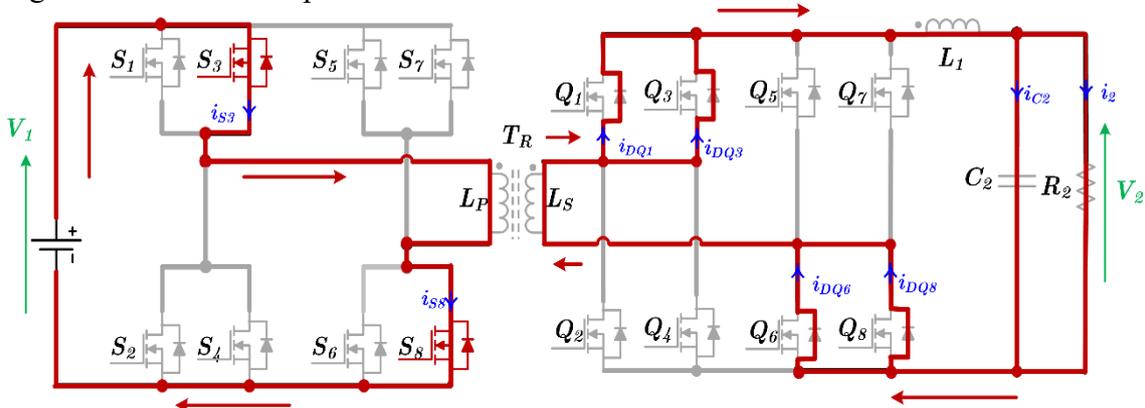
Figura 38 - Segunda etapa no sentido direto em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A 3ª etapa, que se inicia em  $t_2$  e finaliza em  $t_3$ , em parte é muito similar a primeira, a diferença é o conjunto de interruptores que entram em operação no lado da fonte, assim são acionados os interruptores  $S_3$  e  $S_8$  fazendo com que volte a circular corrente pelo primário do transformador. O valor de tensão na carga  $V_2$  será o valor induzido no secundário do transformador subtraído do valor que ficará sobre  $L_1$ . É possível observar na Figura 39 que os sentidos das correntes não sofreram alteração quando comparadas com a 1ª etapa, tal mudança apenas ocorrerá nas seguintes.

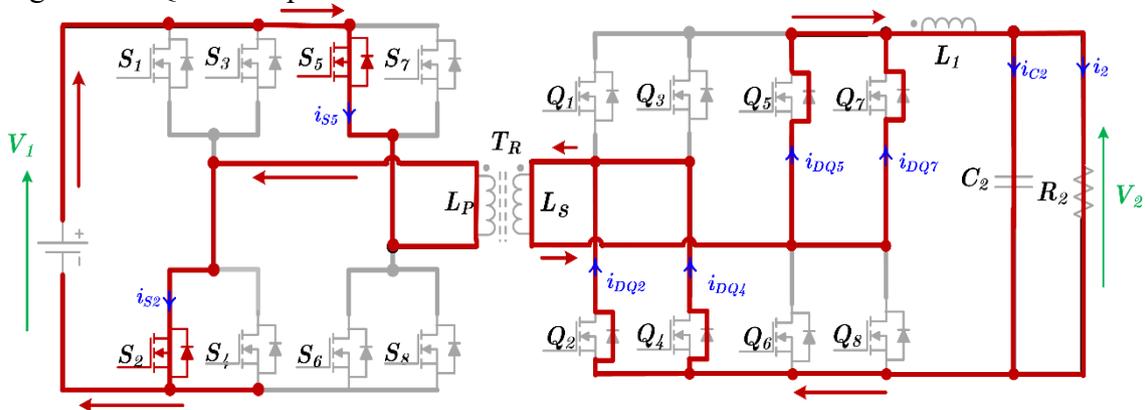
Figura 39 - Terceira etapa no sentido direto em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 5ª etapa são acionadas em  $t_4$  os interruptores  $S_5$  e  $S_2$ , esta combinação faz com que o sentido da corrente no primário seja alterado, detalhe que isso ocorre somente no transformador, na fonte, indutor e na carga a corrente permanece no mesmo sentido. Neste momento o indutor está acumulando energia da mesma forma como ocorreu na primeira e terceira etapa, mas a diferença é o conjunto de diodos que estão conduzindo, este fato pode ser visto na Figura 40. A polarização de  $L_S$  foi invertida, assim como sua respectiva corrente, com isso os diodos que são polarizados diretamente são os associados aos interruptores  $Q_5$ ,  $Q_7$ ,  $Q_2$  e  $Q_4$ . O valor de tensão na carga será o valor induzido em  $L_S$  subtraído do valor sobre  $L_1$ .

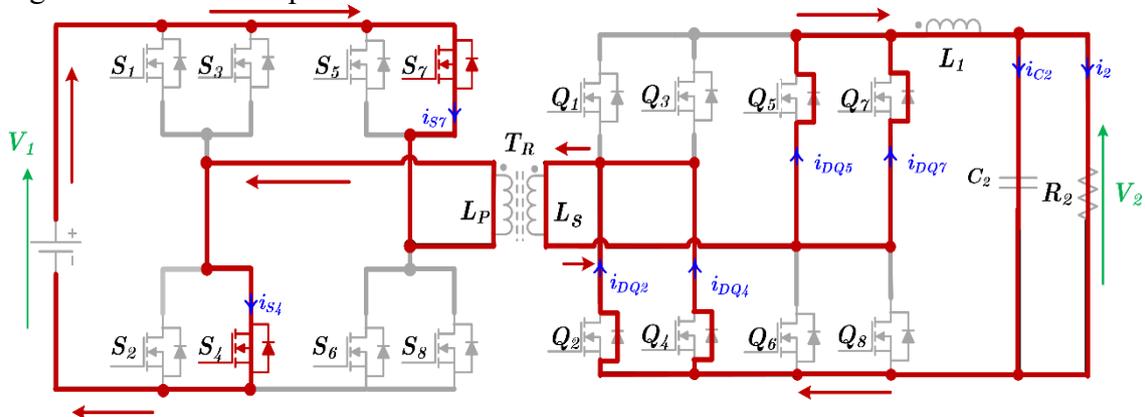
Figura 40 - Quinta etapa no sentido direto em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A 7ª etapa é similar com a 5ª etapa, a única diferença são os interruptores que entram em modo de condução no lado da fonte, o fato pode ser observado na Figura 41

Figura 41 - Sétima etapa no sentido direto em MCC.

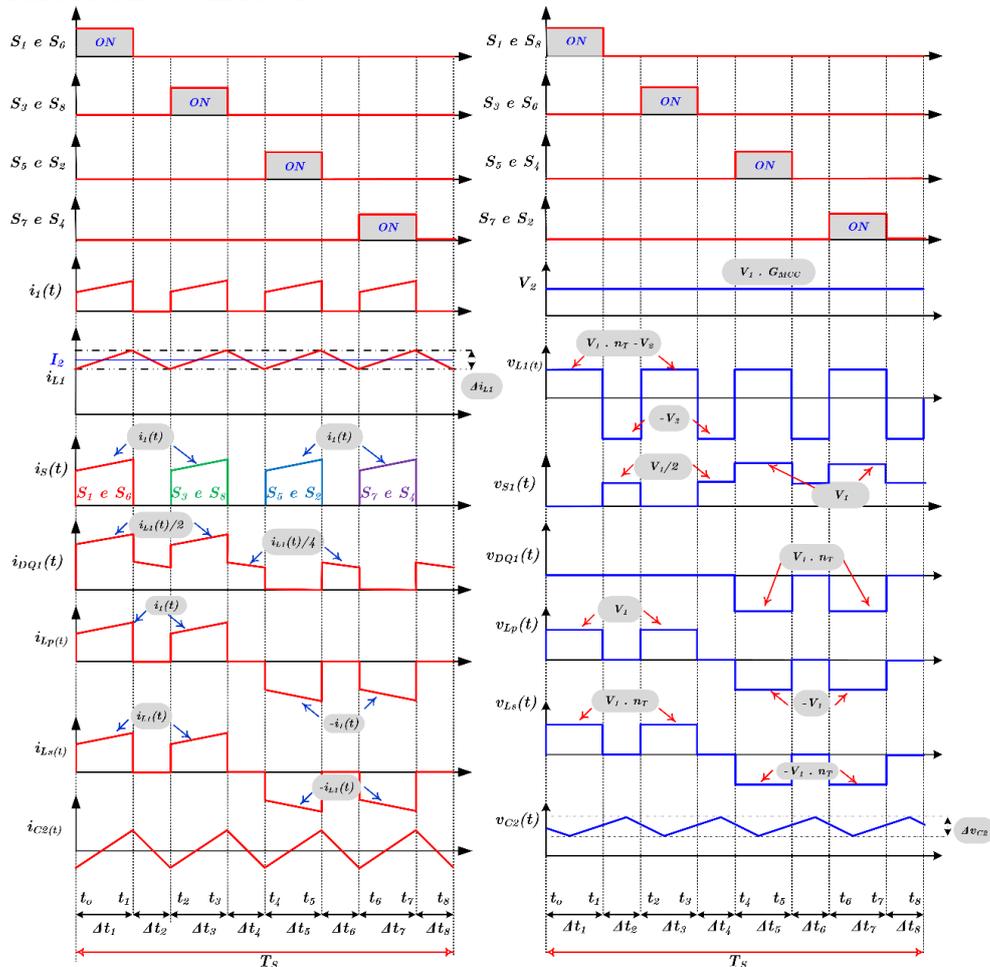


Fonte: Elaborada pelo autor.

No instante  $t_6$  os dispositivos  $S_7$  e  $S_4$  são acionados e entram em condução, fazendo com que a fonte  $V_1$  alimente todo o circuito. A corrente e a polarização do transformador são as mesmas da etapa cinco, por consequência o funcionamento no lado da carga também será o mesmo. O valor de tensão na carga  $V_2$  será o valor induzido em  $L_S$  subtraído do valor de tensão sobre  $L_1$ .

Baseado nas oito etapas citadas e no comportamento do circuito submetido a simulação no ORCAD versão 17.2 foi elaborada a Figura 42, que demonstra as ondas de tensão e corrente elétrica em vários componentes e possibilita comprovar o que foi explanado em cada etapa, por exemplo: observando o comportamento de  $I_{L1}$  é possível observar o indutor carregando e descarregando em suas respectivas etapas. Além disso, as ondas obtidas fornecem informações necessárias para o desenvolvimento de expressões matemáticas que posteriormente serão demonstradas.

Figura 42 - Principais formas de ondas idealizadas do conversor no sentido direto em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.1.3 Equacionamentos e característica idealizados de transferência estática

Verificando o comportamento da tensão elétrica sobre o indutor  $v_{L1}(t)$  na Figura 42 é observado que existem dois momentos distintos, um positivo que é o momento em que o indutor está acumulando energia e o segundo é negativo devido a mudança de polaridade acarretada pelo descarregamento do mesmo. O primeiro é devido ao divisor de tensão que ocorre entre  $L_1$  e  $R_2$  para o instante em que a tensão  $V_1$  é induzida em  $L_5$ . Já para o valor negativo, o entendimento é que o indutor está fornecendo energia para a carga, deste modo é aplicável a lei de Kirchhoff das tensões para encontrar o referido valor. A expressão (8) condensas as expressões para os dois momentos. Observe que os valores de tensão se repetem várias vezes ao longo de  $T_s$ , mais precisamente 4 vezes.

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} V_1 \cdot n_T - V_2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ -V_2 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (8)$$

O comportamento da corrente instantânea no indutor pode ser verificada na Figura 42 na qual é exibido os momentos em que o indutor carrega e descarrega. Esta ação é importante pois em alguns intervalos o indutor manterá os níveis de correntes na carga. Conforme aconteceu com a curva de tensão sobre  $L_1$ , a corrente apresenta dois momentos distintos que irão se repetir durante todo o ciclo, assim considerando tal característica é deduzida a equação (9) que possibilita encontrar seus valores instantâneos para cada intervalo.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{(V_1 \cdot n_T - V_2) \cdot (t - t_0)}{L_1} & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ i_{L1}(t_1) - \frac{V_2}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (9)$$

As correntes elétricas instantâneas circulantes nos interruptores S estão apresentadas em (10). Como já foi relatada, apenas dois semicondutores são acionadas por vez e as mesmas estão em série, assim a corrente fornecida pela fonte neste intervalo de tempo passa por ambos os interruptores. Os valores de correntes nos interruptores S, que abaixo são apresentadas por  $S_1$  e  $S_8$ , irão se repetir para os outros pares de interruptores, porém em intervalos diferentes.

$$i_{S1,S8}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) \cdot n_T + \frac{(V_1 \cdot n_T - V_2)}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) & ; \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \text{para } t_1 \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (10)$$

Em (11) são demonstradas as diferenças de potenciais que cada interruptor irá ser submetido durante o funcionamento do conversor.

$$v_{S1,S8}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{para } \Delta t_1 \text{ e } \Delta t_3 \\ V_1/2 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \\ V_1 & ; \text{para } \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \end{cases} \quad (11)$$

As correntes nos diodos Q têm três comportamentos distintos, fato que pode ser observado na equação (12), que expõe seus valores para cada intervalo. Como os diodos estão sendo considerados como ideais, no momento que estão em condução não existe queda de tensão, desta forma eles somente serão submetidos a diferença de potencial quando polarizados reversamente.

$$i_{QD1,QD3}(t) = \begin{cases} \frac{i_{L1}(t_0)}{2} + \frac{(V_1 \cdot n_T - V_2) \cdot (t - t_0)}{2L_1} & ; \text{para } \Delta t_1 \text{ e } \Delta t_3 \\ \frac{i_{L1}(t_1)}{4} + \frac{(-V_2) \cdot (t - t_1)}{4L_1} & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \\ 0 & ; \text{para } \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \end{cases} \quad (12)$$

A equação (13) possibilita encontrar o nível de tensão instantânea sobre os diodos Q.

$$v_{D1,D3}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_2; \Delta t_3; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \\ V_1 & ; \text{para } \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \end{cases} \quad (13)$$

As expressões (14) e (15) trazem os valores instantâneos no lado primário de  $T_R$  para corrente e tensão, respectivamente. Para encontrar seus valores no secundário é necessário fazer uso da relação de transformação de  $T_R$ .

$$i_{Lp}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) \cdot n_T + \frac{(V_1 \cdot n_T - V_2)}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) & ; \text{ para } \Delta t_1 \text{ e } \Delta t_3 \\ 0 & ; \text{ para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \\ -\left( i_{L1}(t_0) \cdot n_T + \frac{(V_1 \cdot n_T - V_2)}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) \right) & ; \text{ para } \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \end{cases} \quad (14)$$

$$v_{Lp}(t) = \begin{cases} V_1 & ; \text{ para } \Delta t_1 \text{ e } \Delta t_3 \\ 0 & ; \text{ para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \\ -V_1 & ; \text{ para } \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \end{cases} \quad (15)$$

#### 3.1.1.4 Ganho estático no MCC

O ganho estático é uma característica do conversor que determina a relação entre o valor de tensão de entrada e a tensão de saída, tal proporção também é válida para as correntes, mas de forma inversa. A equação (16) mostra como se vinculam estas grandezas.

$$G_{MCC} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (16)$$

Para encontra a expressão do ganho  $G_{MCC}$  será montada equação do valor médio da tensão em  $L_1$  considerando seu comportamento cíclico. Como seu valor médio é zero, facilita a simplificação e ajuda a isolar as variáveis  $V_2$  e  $V_1$  como foram expostas na equação (16). As expressões (17), (18) e (19), mostram matematicamente os passos citados. Ao analisar a Figura 42 é notado que a forma de onda da tensão em  $L_1$  apresenta período 4 vezes menor que o período de comutação  $T_s$ , esse fato possibilitou que na equação (17) fossem colocados apenas dois intervalos de tempo que se repetem ao longo de  $T_s$ . Os intervalos de tempos que são identificados como  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  são determinados matematicamente em (6) e (7).

$$V_{L1_{med}} = \frac{4}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{t_1} V_1 \cdot n_T - V_2 \, dt + \int_{t_1}^{t_2} -V_2 \, dt \right] \quad (17)$$

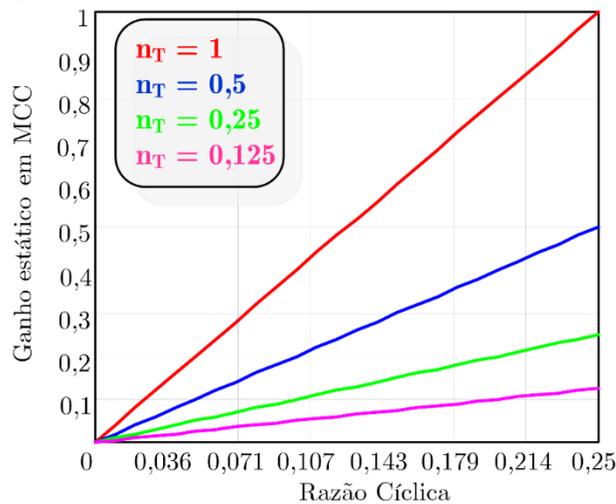
$$0 = \frac{4}{T_S} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} V_1 \cdot n_T - V_2 \, dt + \int_0^{\Delta t_2} -V_2 \, dt \right] \quad (18)$$

Trabalhando de forma a simplificar a equação (18) e isolando as partes de interesse é chegado no ganho  $G_{MCC}$  exposto em (19).

$$G_{MCC} = \frac{V_2}{V_1} = 4D \cdot n_T \quad (19)$$

A Figura 43 demonstra o comportamento do conversor no sentido direto para diferentes relações de transformação em função dos valores da razão cíclica, neste caso a faixa de  $D$  estudada para a modulação adotada é entre 0 e 0,25.

Figura 43 - Ganho do conversor em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.1.5 Dimensionamento do indutor e capacitor

Para encontrar a corrente média no indutor é considerado que a mesma é igual a corrente de saída, já que a corrente média em  $C_2$  é zero. Assim, aplicando a equação (16) na equação (19) é obtido uma nova relação, exibida em (20), que possibilita o cálculo da corrente média tanto na carga quanto em  $L_1$ .

$$I_{L1} = \frac{I_1}{4D \cdot n_T} \quad (20)$$

No sentido de dimensionar o valor da indutância de  $L_1$  é utilizada a expressão da tensão sobre um indutor mostrada em (21).

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (21)$$

A Figura 42 mostra o comportamento da corrente sobre  $L_1$  onde é observado que a mesma sofre alterações de valor em intervalos de tempos conhecidos, assim operando sobre o intervalo de  $\Delta t_2$  e considerando que a corrente elétrica no indutor tem variação definida em projeto é encontrada a equação (22).

Realizando as devidas substituições e isolando a variável de interesse é encontrada a expressão abaixo. A frequência de comutação e a variação de corrente no indutor são valores especificados para o projeto.

$$L_1 = \frac{1 - 4D}{4} \cdot \frac{V_2}{\Delta i_{L1} \cdot f_S} \quad (22)$$

Para dimensionar a capacitância de  $C_2$  é necessário a utilização da formula da tensão sobre um capacitor, em (23) é demonstrada sua aplicação em relação ao comportamento do circuito. Vale destacar que a variação de tensão no capacitor são valores especificados para o projeto.

$$\Delta V_{C_2} = \frac{1}{C_2} \cdot \left( \int_0^{\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}} \left( \frac{\Delta i_{L1}}{4} + I_{L1} - I_2 \right) dt \right) \quad (23)$$

Com as devidas simplificações é encontrada a equação (24) para o dimensionamento da capacitância de  $C_2$ .

$$C_2 = \frac{(1 - 2D) \cdot \Delta i_{L1}}{16 \cdot \Delta V_{C_2} \cdot f_S} \quad (24)$$

### 3.1.2 *Análise do conversor CC-CC em modo de condução descontínuo*

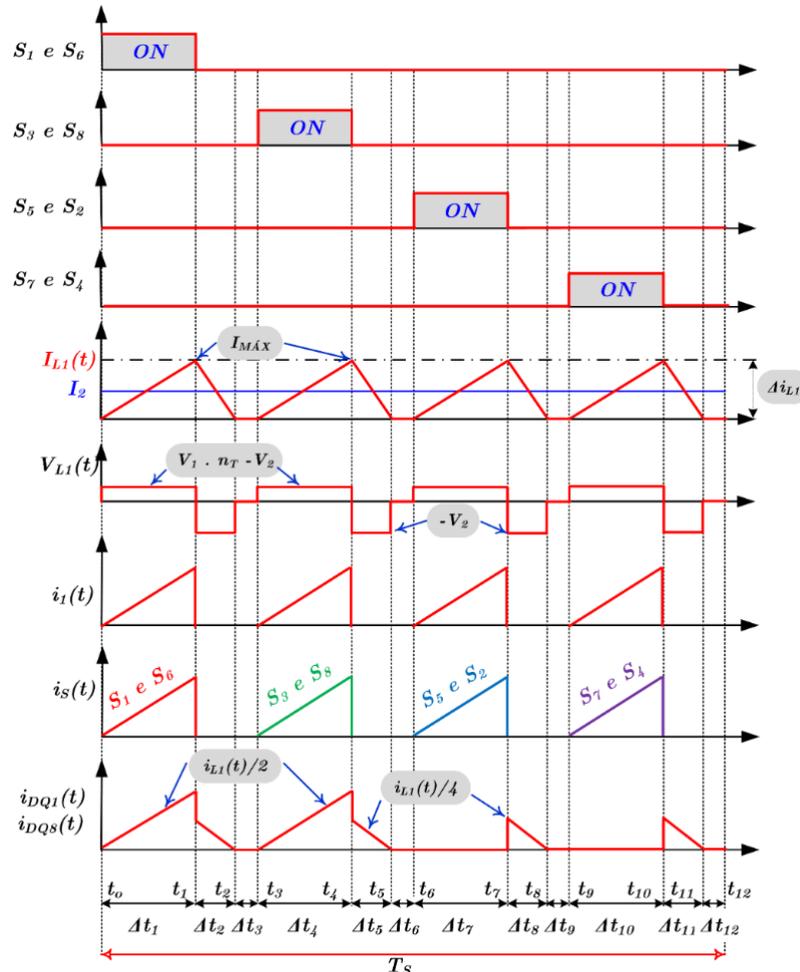
Como já foi citado, um conversor operando em modo descontínuo é caracterizado pela descontinuidade de corrente elétrica circulando por  $L_1$ . Assim neste tópico será mostrado como o conversor em estudo se comporta em tal modo. É

ressaltado que para chegarmos neste referido funcionamento é necessário reduzir o valor da indutância de  $L_1$  abaixo do seu valor crítico, sendo que este será conhecido na análise em modo crítico.

### 3.1.2.1 Etapas de funcionamento em modo descontinuo

As etapas de análises são bem parecidas com as vistas no MCC, porém devido ao fato de haver descontinuidade de corrente em  $L_1$  acarretará no acréscimo de uma etapa em cada ciclo de acumulo e descarga de energia pelo indutor, a Figura 44 expõe o relato.

Figura 44 - Modulação e principais formas de ondas idealizadas do conversor em MCD

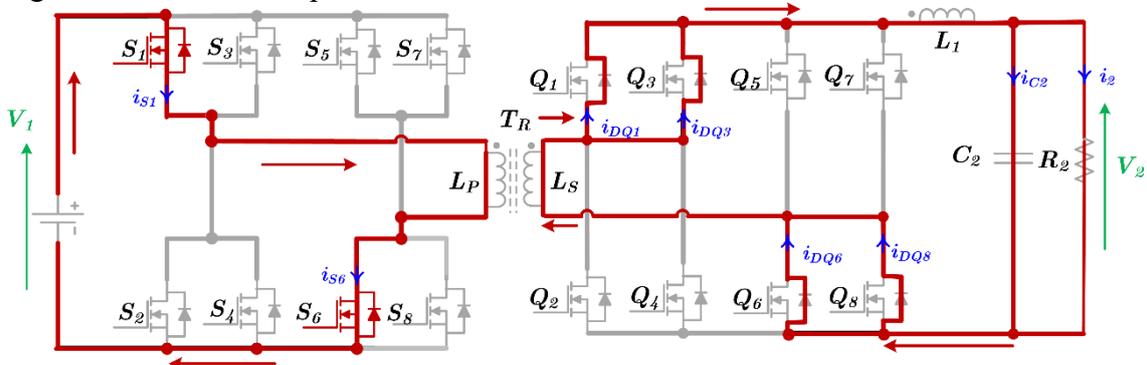


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na etapa 1, em destaque na Figura 45, os interruptores  $S_1$  e  $S_6$  são acionados em conjunto, fato que provoca a circulação corrente elétrica por  $T_R$  e o

fornecendo energia para a carga,  $L_1$  e  $C_2$ . O funcionamento na primeira etapa no modo MCD é idêntico ao que ocorre na mesma etapa no modo MCC, assim como as etapas 4, 7 e 10 são respectivamente iguais as etapas 3, 5 e 7 trabalhadas no MCC.

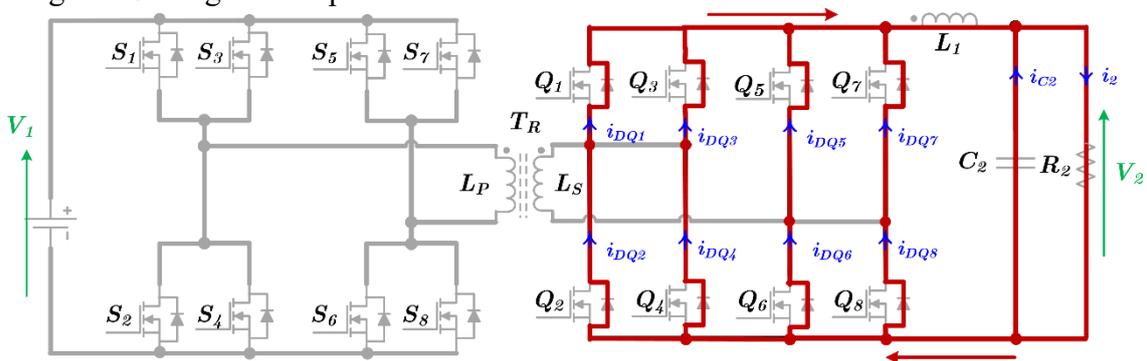
Figura 45 - Primeira etapa no sentido direto em MCD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As etapas 2, 5, 8 e 11 são idênticas em funcionamento respectivamente as 2, 4, 6 e 8 já detalhadas no MCC e está retratada na Figura 46 logo abaixo. Nela é destacado o momento em que o indutor devolve toda a energia acumulada em seu campo magnético, atuando assim como uma fonte de corrente e mantendo o fluxo de potência na carga  $R_2$ . Nestes instantes a fonte  $V_1$  não fornece energia ao circuito e todos os interruptores ligados a ela estão desligadas. Já os interruptores conectados ao secundário do transformador estão conduzindo através de seus diodos, fornecendo um caminho fechado para fluir a energia advinda do indutor  $L_1$ .

Figura 46 - Segunda etapa no sentido direto em MCD.

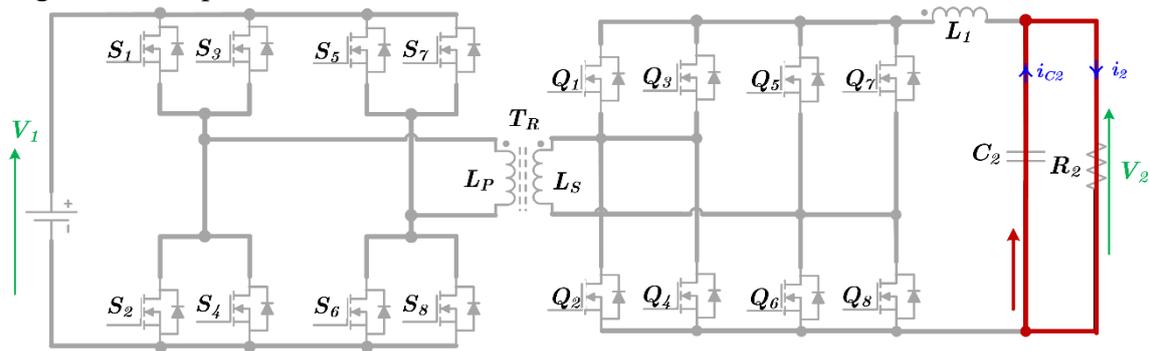


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na terceira etapa é onde ocorrem as maiores alterações quando comparadas com o MCC e está representada na Figura 47. Nela é perceptível que na maior parte do circuito não há circulação de corrente elétrica, além disso, a fonte  $V_1$

continua a não fornecer energia, os interruptores estão todos bloqueados e não circula corrente por  $L_1$  (fato característico do modo de condução descontínuo). Nessas circunstâncias o capacitor  $C_2$  é o responsável em manter a tensão de saída na carga dentro dos limites aceitáveis e para isso o mesmo devolve a energia acumulada em seu campo elétrico, energia esta que absorveu durante as etapas anteriores. As ocorrências citadas irão se repetir nas etapas 6, 9 e 12.

Figura 47 - Etapa 3, 6, 9 e 12 no sentido direto em MCD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.2.2 Ganho estático no MCD

Logo mais será detalhado alguns pontos que diferem do MCC e calculado o ganho em modo de condução descontínuo ( $G_{MCD}$ ), assim como serão conhecidos os parâmetros que interferem no desempenho do conversor neste modo.

Da mesma forma como foi feito no MCC, a tensão elétrica sobre o indutor será usada para possibilitar encontrar o ganho através do seu valor médio. O comportamento de  $v_{L1}(t)$  está representada na Figura 44. Diferentemente como visto no MCC a tensão no indutor apresenta três diferentes valores em um período completo, sendo que o valor de  $v_{L1}(t)$  ficará zerado em alguns momentos devido à falta de corrente circulando pelo mesmo. A equação (25) demonstra os possíveis valores para cada intervalo de tempo.

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} V_1 \cdot n_T - V_2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_4; \Delta t_7; \Delta t_{10} \\ -V_2 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_5; \Delta t_8; \Delta t_{11} \\ 0 & ; \text{para } \Delta t_3; \Delta t_6; \Delta t_9; \Delta t_{12} \end{cases} \quad (25)$$

Para encontrar a equação do ganho estático para este modo de operação, inicialmente foi tomado como referência a expressão da tensão média sobre um indutor e a adaptamos para o comportamento apresentado pela tensão em  $L_1$  no MCD, que foi apresentado em Figura 44. Merece atenção o fato de os intervalos de tempos sofrerem alterações, com exceção primeiro e seus iguais, com isso os intervalos ficam representados em (26), já em (27) é mostrado suas equivalências.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= t_1 - t_0; & \Delta t_2 &= t_2 - t_1; \\
 \Delta t_3 &= t_3 - t_2; & \Delta t_4 &= t_4 - t_3; \\
 \Delta t_5 &= t_5 - t_4; & \Delta t_6 &= t_6 - t_5; \\
 \Delta t_7 &= t_7 - t_6; & \Delta t_8 &= t_8 - t_7; \\
 \Delta t_9 &= t_9 - t_8; & \Delta t_{10} &= t_{10} - t_9; \\
 \Delta t_{11} &= t_{11} - t_{10}; & \Delta t_{12} &= t_{12} - t_{11}.
 \end{aligned} \tag{26}$$

Abaixo as relações de igualdades entre todos os intervalos de tempo.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= \Delta t_4 = \Delta t_7 = \Delta t_{10} \\
 \Delta t_2 &= \Delta t_5 = \Delta t_8 = \Delta t_{11} \\
 \Delta t_3 &= \Delta t_6 = \Delta t_9 = \Delta t_{12}
 \end{aligned} \tag{27}$$

Como o primeiro intervalo de tempo não sofreu nenhuma alteração, a expressão (28) retrata a mesma relação com o respectivo momento em MCC. Agora, utilizando a equação (21) e isolando o termo da variação do tempo é possível deduzir a expressão condizente com  $\Delta t_2$  que será necessário para encontrar o ganho em MCD. A variação da corrente no segundo intervalo é duas vezes seu valor médio na carga e realizando sua substituição em (28) é encontrada a equação (29).

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s \tag{28}$$

No referido intervalo a variação da corrente é negativa pelo fato de sair do seu valor máximo até chegar ao zero, porém como o valor de tensão sobre o indutor é negativo o resultado de  $\Delta t_2$  será positivo. A seguir é apresentada a equação do segundo instante de funcionamento.

$$\Delta t_2 = L_{1MCD} \cdot \frac{2I_2}{V_2} \quad (29)$$

Para encontrar o ganho não serão utilizados os intervalos onde não há circulação de corrente por  $L_1$ , por este motivo eles não interferem na equação e consequentemente não fazem parte dos cálculos, como apresentada em (30). Ao observar o gráfico da tensão no indutor na Figura 44 é perceptível que dentro de um período  $T_s$  há uma repetição de comportamento da tensão em  $L_1$ , assim será utilizado apenas um ciclo da tensão no indutor na montagem de equação (30) e para compensar a simplificação, expressão é multiplicada por quatro, que é o número de vezes que a onda se repete no dentro de um período  $T_s$ .

$$V_{L_1\text{médio}} = \frac{4}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} V_1 \cdot n_T - V_2 dt + \int_0^{\Delta t_2} -V_2 dt \right] \quad (30)$$

Substituindo os intervalos por suas funções e igualando a tensão média no indutor a zero, é feita uma simplificação adotando uma corrente parametrizada  $\overline{I_2}$ , retratada em (31), com isso o  $G_{MCD}$  ficará em função desta variável.

$$\overline{I_2} = \frac{2 \cdot L_{1MCD} \cdot I_2 \cdot f_s}{V_1} \quad (31)$$

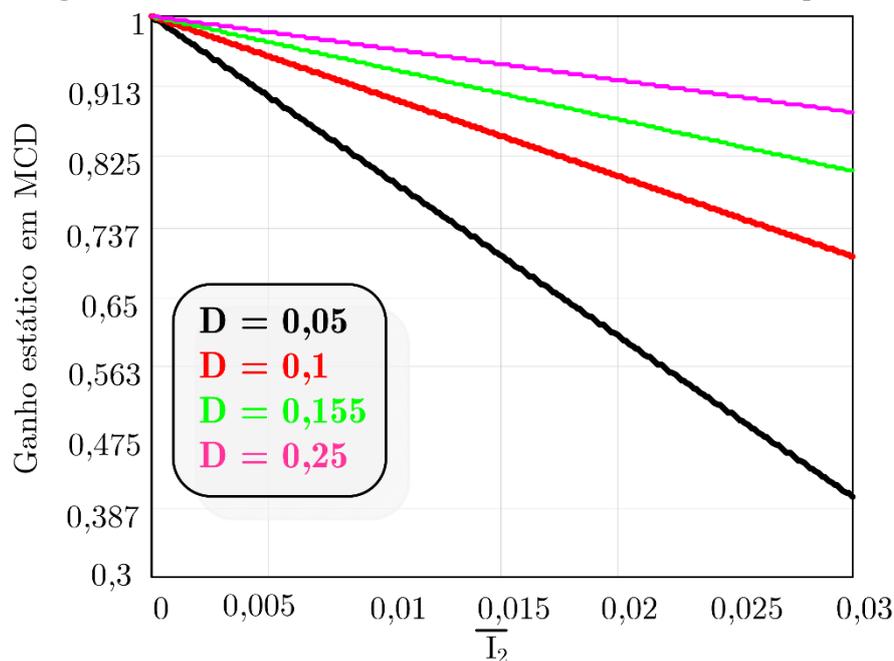
É importante salientar que, como o ganho no MCD é diferente no modo MCC, consequentemente a resposta na saída do circuito não será a mesma, então é necessário dimensionar o valor de  $R_2$  de acordo com a potência estipulada para a carga. Em (32) é apresentado o ganho em modo de condução descontínuo.

$$G_{MCD} = \frac{D \cdot n_T - \overline{I_2}}{D} \quad (32)$$

A Figura 48 expõe o  $G_{MCD}$  em função da corrente parametrizada de saída e considerando quatro valores de  $D$  compreendidos entre 0 e 0,25, nela a relação de transformação  $n_T$  do transformador é mantida constante ( $n_T=1$ ) para todas as razões

cíclicas. Com as retas fornecidas pela figura é possível antever como irá se comportar algumas variáveis do circuito quando certos parâmetros no conversor sofrerem alteração. Tal fato pode ser observado com a relação do  $G_{MCD}$  com a corrente  $\bar{I}_2$ , que se apresentam como inversamente proporcionais, ou seja, com o aumento de  $\bar{I}_2$  o  $G_{MCD}$  é reduzido.

Figura 48 - Ganho do conversor no sentido direto em MCD para  $n_T=1$



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.3 Análise do conversor em modo de condução crítico

Neste tópico será analisado o comportamento do conversor no limiar entre os dois modos de condução já apresentados, que foram o MCC e o MCD. A peculiaridade do modo de condução crítico (MCCr) é que a indutância  $L_1$  é dimensionada de tal forma que a corrente que circula pelo indutor passará pela fronteira entre os modos anteriores, fato que se repetirá a cada ciclo da corrente  $I_{L1}$ .

A indutância crítica é um valor de dimensionamento  $L_1$  no qual o conversor irá atuar no limite entre o modo contínuo e o modo descontínuo, ou seja, em alguns momentos a corrente no indutor ficará no limiar do zero, que é o ponto de referência para os dois modos. Assim descobrir este valor de indutância serve como referência

para escolher em qual modo o conversor poderá atuar.

Para encontrar o valor crítico do indutor foi utilizada a equação (33) que genericamente é o valor da tensão sobre um indutor, assim considerando a variação de tempo  $\Delta t_2$  que é onde a corrente  $I_{L1}$  decresce, e sabendo que a mesma irá até um limite próximo ao zero, é satisfatório considerar a variação da corrente do indutor como sendo o dobro de  $I_2$  ou o valor de pico da corrente  $I_{L1}$ . Vale destacar ainda que no intervalo de tempo escolhido para a dedução matemática, o valor de tensão no indutor é igual em modulo a tensão de saída  $V_2$ , como mostra a Figura 42, e que os intervalos de tempo permanecem iguais aos considerados no MCC, com isso a equação (7) é empregada em (34) para possibilitar a simplificação exposta em (35).

$$V_{L1} = L_{1_{cri}} \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (33)$$

Substituindo pelos devidos valores de acordo com o intervalo escolhido, no caso  $\Delta t_2$ , fica:

$$V_2 = L_{1_{cri}} \cdot \frac{2 I_2}{\Delta t_2} \quad (34)$$

Aplicando a equação (7) e deixando a variável de interesse em função da frequência de comutação é encontrada a expressão abaixo:

$$L_{1_{cri}} = \frac{V_2}{8 I_2 \cdot f_s} \cdot (1 - 4 D) \quad (35)$$

### 3.1.3.1 Cálculo do ganho estático no MCCr

No modo de condução crítico o conversor tem um ganho estático associado a topologia que advém dos dois anteriores encontrados, assim é feito o uso do  $G_{MCC}$  e  $G_{MCD}$ , demonstrados respectivamente nas equações (19) e (32), para obter o ganho no modo crítico  $G_{MCCr}$ . Igualando os ganhos  $G_{MCC}$  e  $G_{MCD}$  é chegado na equação (36), que tem a razão cíclica em comum nos dois ganhos, como apresentada em (37) e isolando a variável  $D$  é conhecido as duas opções que satisfazem a igualdade em (36), que são mostrados em (38).

$$G_{MCC} = G_{MCD} \quad (36)$$

Após a substituição dos devidos ganhos é chegado na expressão abaixo.

$$4D \cdot n_T = \frac{D \cdot n_T - \bar{I}_2}{D} \quad (37)$$

Isolando a razão cíclica, fica:

$$D_{Cri} = \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\bar{I}_2 \cdot n_T}}{8n_T} \quad (38)$$

Substituindo ambas as razões cíclicas (devido ao  $\pm$ ) na equação do  $G_{MCC}$  é encontrado o ganho no modo de condução crítico que estão representadas em (39) em função de  $D_{Cri}$ . Foi escolhido trabalhar sobre o ganho em modo de condução contínuo devido a maior simplicidade da expressão.

$$G_{MCCr} = 4D_{Cri} \cdot n_T \quad (39)$$

Aplicando a expressões (38) em (39), se tornam:

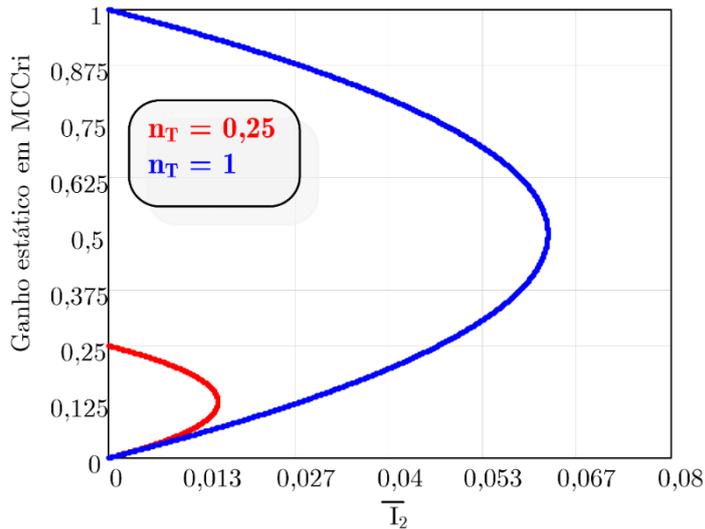
$$G_{MCCr} = 4 \cdot \left( \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\bar{I}_2 \cdot n_T}}{8n_T} \right) \cdot n_T \quad (40)$$

Após simplificação é encontrado os  $G_{MCCr}$  conforme (41).

$$G_{MCCr} = \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\bar{I}_2 \cdot n_T}}{2} \quad (41)$$

A Figura 49 mostra a característica estática do conversor atuando no  $M_{CCr}$  para os dois ganhos encontrados, assim a curva é plotada em função da corrente parametrizada  $\bar{I}_2$  e considerando duas relações de transformação, no caso foram utilizadas  $n_T = 0,25$  e  $1$  para cada ganho.

Figura 49 - Ganho estático do conversor no sentido direto em  $M_{CCr}$ .

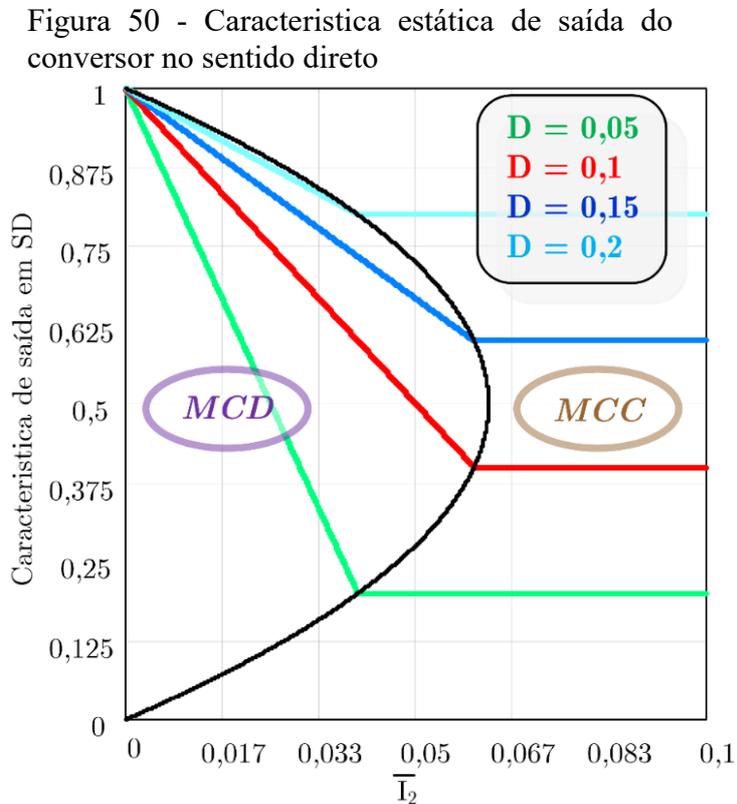


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.4 Característica estática da saída no sentido direto

Relacionando todos os ganhos ( $G_{MCC}$ ,  $G_{MCD}$  e  $G_{MCCr}$ ) obtidos na análise deste conversor é possível traçar suas características de saída no sentido direto em função da corrente parametrizada e considerando outras variáveis como constantes, como é o caso de  $n_T$ , que foi adotada com o valor unitário e a razão cíclica com os valores mostrados na Figura 50. A Variação de  $D$  é aplicada apenas nos modos contínuo e descontínuo, isso por conta que o modo crítico é o ponto comum entre os dois modos. A Figura 50 traz como resultado a característica de saída do conversor na qual é possível observar, entre outras coisas, que para uma mesma razão cíclica enquanto o ganho em modo descontínuo sofre influência da corrente parametrizada, o  $G_{MCC}$  se mantém constante, ou seja, não se altera com a variação de  $\bar{I}_2$ , assim na região onde o ganho se altera é a área de atuação do conversor no modo descontínuo, em contrapartida a região com ganho constante atua em modo contínuo. A relevância desta figura

é mostrar a característica estática do conversor para dimensionamentos e possibilitar a análise de resultados antes da própria implementação do conversor, permitindo assim fazer a escolha do modo que mais se adequa a aplicação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1.5 Análises dos esforços elétricos no conversor no MCC

Neste tópico serão expostas as deduções matemáticas que possibilitam mensurar as grandezas elétricas nos componentes pertencentes ao circuito. Estas informações são essenciais nas escolhas de cada elemento e possibilita a implementação do protótipo.

#### 3.1.5.1 Esforço de tensão e corrente dos diodos $D_Q$

Ao analisar o comportamento das correntes circulando pelos diodos dos interruptores do lado da carga ( $D_Q$ ) com o auxílio da simulação, foi observado que cada diodo passa por três situações diferentes, sendo que na primeira ele não conduz,

na segunda é percorrido pela metade da corrente  $I_2$  e na última a corrente de saída é dividida para quatro diodos, este comportamento pode ser observado nas análises de cada etapa e, na Figura 42, é mostrado através das formas de onda. Como há repetições de comportamentos em determinados intervalos de tempo, fato que possibilita simplificação na montagem matemática, assim aplicando a integral do valor médio de acordo com o comportamento da onda é chegado na expressão (42) que determina a corrente média em cada diodo Q. conseqüentemente na sua forma simplificada em (43). Destaque para os valores que estão multiplicando cada integral separadamente, que indicam a quantidade de vezes o intervalo se repete durante um período de comutação.

$$I_{DQ_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( 2 \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_2}{2} dt + 4 \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_2}{4} dt \right) \quad (42)$$

Simplificando a integral é descoberto (43).

$$I_{DQ_{med}} = \frac{I_2}{4} \quad (43)$$

Já para encontra o valor eficaz da corrente nos  $D_Q$  foi aplicado a formula para calcular o valor RMS na equação (42) e assim chegar a expressão (44).

$$I_{DQ_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left( 2 \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{I_2}{2} \right)^2 dt + 4 \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{I_2}{4} \right)^2 dt \right)} \quad (44)$$

Após simplificação, fica:

$$I_{DQ_{ef}} = \frac{I_2 \cdot \sqrt{1 + 4D}}{4} \quad (45)$$

As tensões máximas nos  $D_Q$  ocorrem quando os mesmos não estão polarizados diretamente, ou seja, não estão conduzindo, por conta disso a diferença de

potencial nesta situação é o valor da fonte  $V_1$  refletido para o secundário do transformador, assim sendo o valor poderá ser calculado através de (46).

$$V_{DQ_{máx}} = \frac{V_2}{4D \cdot n_T} \quad (46)$$

### 3.1.5.2 Esforço de tensão e corrente nos interruptores S

A corrente elétrica que circula nos interruptores S durante a condução é a própria corrente que a fonte de alimentação fornece ao circuito em um dado intervalo de tempo, tal fato pode ser observado nas figuras que retratam as etapas de operação. Isto ocorre porque apenas dois semicondutores em série são acionadas por vez, assim a corrente não será dividida e obrigatoriamente circulará por ambos os interruptores. É simples notar que cada interruptor irá operar em um intervalo de tempo e depois ficará desligado, deixando que outro grupo passe a conduzir em seu respectivo tempo. Este fato é demonstrado claramente na Figura 42 quando se compara as ondas de correntes de  $I_1$  com  $I_S(t)$ , tornando perceptível que em média cada interruptor conduz 1/4 da corrente da fonte. Com isso é montada a equação (47) e após simplificação é apresentada em (48), onde notar a relação com  $G_{MCC}$ . Vale ressaltar que o valor a relação demonstrada dentro do parêntese da integral é o valor médio da corrente fornecida pela fonte apenas em um intervalo de  $T_S$ .

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_1}{4D} dt \right) \quad (47)$$

Simplificando e colocando em função da corrente de saída é encontrada a expressão (48).

$$I_{S_{med}} = \frac{I_1}{4} = n_T \cdot I_2 \cdot D \quad (48)$$

Para encontrar a equação da corrente eficaz no interruptor S é aplicada a fórmula do valor eficaz considerando apenas um intervalo de condução do interruptor,

conforme pode ser visto na equação (49).

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{I_1}{4D} \right)^2 dt} \quad (49)$$

Simplificando e colocando em função da corrente de saída é encontrada a expressão (50).

$$I_{S_{ef}} = n_T \cdot I_2 \cdot \sqrt{D} \quad (50)$$

A tensão máxima em um interruptores S ocorre quando o mesmo e o seu paralelo não estão em condução e há algum outro interruptor conduzindo, nesta situação os interruptores que estão desligados serão submetidos a tensão completa da fonte. Quando todas os interruptores estão desligados a tensão da fonte será dividida igualmente entre os interruptores superiores e inferiores, ou seja, ficarão com a metade de  $V_1$ . A situação mais crítica pode ser entendida usando a imagem associada a etapa 7, na ocasião os interruptores  $S_7$  e  $S_4$  estão conduzindo, assim o polo positivo da fonte polariza os interruptores  $S_6$  e  $S_8$  que estão desligados, como a parte inferior das mesmas estão conectadas ao polo negativo, a fonte finda por submeter os interruptores desligados ao seu mesmo potencial. Fato semelhante acontece aos outros interruptores que não estão acionados.

### 3.1.5.3 Esforço de corrente no indutor $L_1$

No modo de condução contínuo o indutor  $L_1$  apresenta um comportamento cíclico de armazenamento e descarregamento de energia com uma frequência quatro vezes superior a frequência dos interruptores, esta afirmação pode ser verificada observando  $I_{L1}$  na Figura 42. Desta forma aplicando a integral do valor médio na corrente do indutor é montada a expressão (51).

$$I_{L1_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( \int_0^{T_S} I_2 dt + \int_0^{T_S} I_C dt \right) \quad (51)$$

Com a simplificação de (51) é possível verificar que a corrente média do indutor é igual a corrente média na carga, como mostra (52).

$$I_{L1_{med}} = I_2 \quad (52)$$

#### 3.1.5.4 Esforço de tensão e corrente no capacitor $C_2$

Pelo fato da conexão do capacitor  $C_2$  ser em paralelo com a carga, faz com que ambos tenham a mesma diferença de potencial, partindo desse pressuposto é apresentada a relação (53).

$$V_{C2} = V_2 \quad (53)$$

Através da equação (52) é possível confirmar que a corrente média no capacitor é zero, fato que permite trabalhar apenas sobre o valor eficaz de corrente em  $C_2$ . Para montar a expressão (54) foi considerado a variação de corrente instantânea no capacitor (já que a média é zero), desta forma é chegada equação (54).

$$I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \left( \int_0^{\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{2}} \left( \frac{\Delta i_{L1}}{4} \right)^2 dt + \int_0^{\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{2}} \left( -\frac{\Delta i_{L1}}{4} \right)^2 dt \right)} \quad (54)$$

Após simplificação é encontrada a expressão para calcular a corrente eficaz no capacitor  $C_2$ .

$$I_{C2_{ef}} = \frac{\Delta i_{L1}}{4} \quad (55)$$

#### 3.1.5.5 Esforço de tensão e corrente eficaz no transformador

O valor médio da tensão em  $T_R$  é nulo devido a alternância entre ciclos positivos e negativos, assim a expressão (56) possibilita encontrar o valor eficaz em  $L_P$ .

$$V_{LP_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_1} V_1^2 dt} \quad (56)$$

Simplificando, fica:

$$V_{LP_{ef}} = \frac{V_2}{2n_T} \cdot \sqrt{\frac{1}{D}} \quad (57)$$

Em (58) apresentada a equação que possibilita encontrar a corrente eficaz em  $L_p$ , sendo formulada através do valor médio da corrente que circula em  $L_p$  no intervalo  $\Delta t_1$ .

$$I_{LP_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_1}{4D}\right)^2 dt} \quad (58)$$

Deixando (58) em função da corrente de saída e a simplificando, é encontrada a equação (59) para calcular a corrente eficaz no enrolamento primário.

$$I_{LP_{ef}} = 2n_T \cdot I_2 \cdot \sqrt{D} \quad (59)$$

### 3.2 Sentido Inverso

Neste tópico a análise será feita considerando o sentido inverso do conversor, ou seja, aqui a fonte que alimenta o circuito será  $V_2$  e a tensão na carga agora é  $V_1$ . Os interruptores  $Q$  serão responsáveis pela comutação entre seus terminais de acordo com os pulsos de acionamentos recebidos e os semicondutores  $S$  não serão acionados, atuando na função de retificar a onda induzida em  $L_p$ . As outras nomenclaturas até agora apresentadas continuarão sendo adotadas da mesma forma.

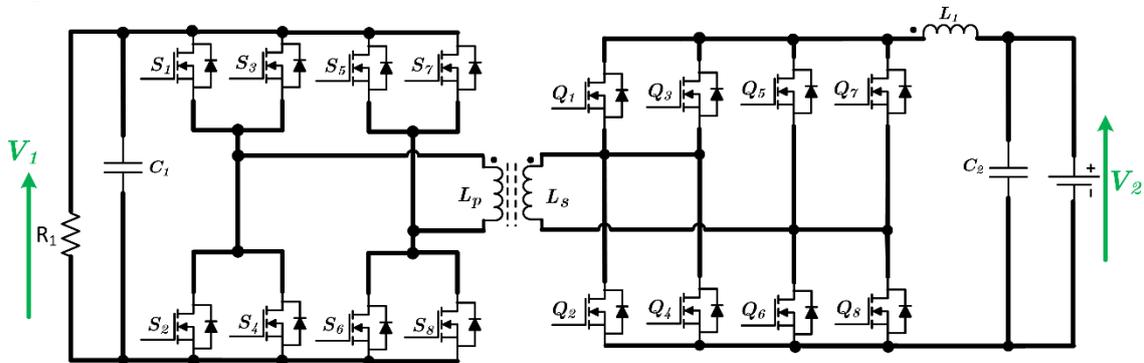
Assim como foi feito no sentido direto, serão apresentadas as características da topologia nos três modos de condução (MCC, MCD e MCCr), suas respectivas ondas, ganhos estáticos e esforços elétricos.

#### 3.2.1 Análise do conversor CC-CC em modo de condução contínuo

Como já relatado anteriormente, este modo tem como característica a

permanente circulação de corrente pelo indutor  $L_1$ , sendo que agora o mesmo se encontra conectado diretamente na fonte  $V_2$ . A Figura 51 mostra o conversor representado para o sentido inverso.

Figura 51 - Conversor CC-CC em sentido inverso

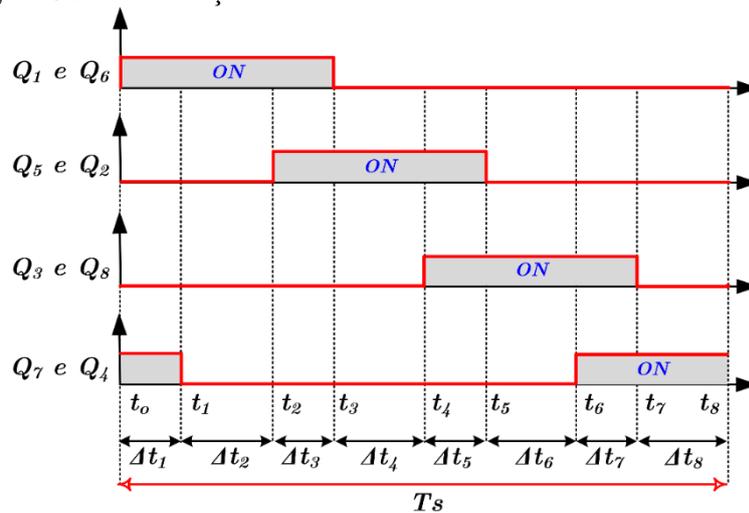


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.1.1 Região de operação

Nesta análise, o conversor irá operar na faixa de  $0,25 < D < 0,5$  para sua razão cíclica. A Figura 52 apresenta todos intervalos de operação e a sequência de interruptores que serão acionadas. Novamente os interruptores irão operar em dupla, assim como foi feito no sentido direto, e ainda manterão o mesmo desfasamento adotado, que é de  $90^\circ$ .

Figura 52 - Modulação do conversor em sentido inverso em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

Todos os instantes de tempos dentro de um período completo de funcionamento estão representados em (60), sendo que cada intervalo está associado a uma fase do comportamento do circuito. Ao analisar a Figura 52 é possível verificar que existem intervalos com a mesma duração de tempo e que se repetem de forma cíclica, por conta disso é conveniente apresentar estas igualdades e utilizá-las para realização de deduções matemáticas futuras.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= t_1 - t_0; & \Delta t_2 &= t_2 - t_1 \\
 \Delta t_3 &= t_3 - t_2; & \Delta t_4 &= t_4 - t_3 \\
 \Delta t_5 &= t_5 - t_4; & \Delta t_6 &= t_6 - t_5 \\
 \Delta t_7 &= t_7 - t_6; & \Delta t_8 &= t_8 - t_7
 \end{aligned} \tag{60}$$

Em (61) são apresentados as equivalências entre os intervalos de tempo.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7 \\
 \Delta t_2 &= \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8
 \end{aligned} \tag{61}$$

As expressões (62) e (63) mostram, respectivamente, como o primeiro e segundo intervalo estão relacionados a razão cíclica e o período  $T_S$ .

$$\Delta t_1 = \left( \frac{4D - 1}{4} \right) \cdot T_S \tag{62}$$

$$\Delta t_2 = \left( \frac{1 - 2D}{2} \right) \cdot T_S \tag{63}$$

### 3.2.1.2 Etapas de funcionamento em MCC

Primeiramente algumas considerações devem ser enfatizadas:

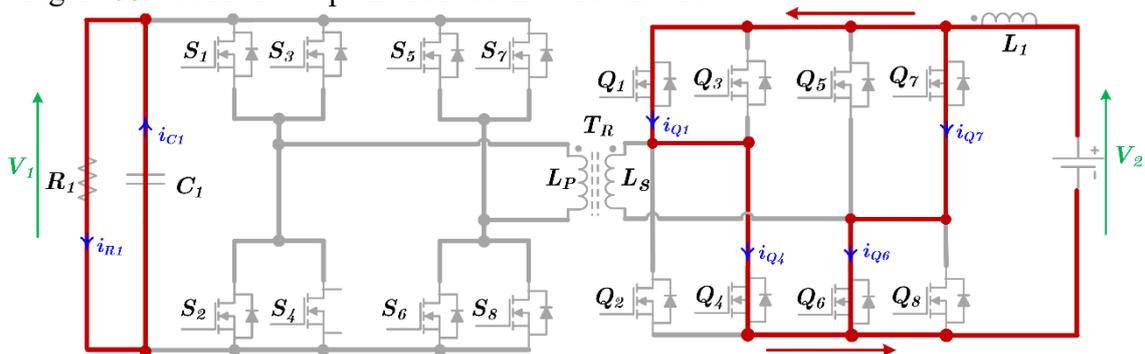
- a) Como já foi dito anteriormente, os interruptores são acionados aos pares e na sequência mostrada na Figura 52, com isso cada dupla receberá o sinal de acionamento ao mesmo tempo e com a mesma duração.
- b) Neste sentido de operação (inverso) a fonte  $V_2$  irá alimentar todo o circuito e  $V_1$  será a tensão na carga  $R_1$ .

- c) O circuito será analisado de forma ideal, ou seja, serão desconsideradas as perdas em todos os componentes.
- d) A nomenclatura adota em relação ao transformador será a mesma usada no sentido direto.
- e) Cada etapa a ser analisada está associada a um intervalo de tempo demonstrado na Figura 52 de forma sequencial, por exemplo: etapa 1 com  $\Delta t_1$ , etapa 2 com  $\Delta t_2$  e assim se segue até a última etapa associada com o último intervalo.

A 1ª etapa está representada na Figura 53, onde apresenta o fluxo de corrente elétrica através do circuito. Neste momento é possível verificar que não há transferência de energia para a carga, sendo o capacitor  $C_1$  responsável por fornecer potência elétrica para  $R_1$  enquanto que o indutor armazena energia. A figura demonstra que dois grupos de semicondutores estão conduzindo, no caso o par  $Q_1$  e  $Q_6$  em conjunto com  $Q_7$  e  $Q_4$ , fato que não acontecia no primeiro sentido estudado e que provoca a circulação de corrente apenas entre a fonte, o indutor e os interruptores.

A corrente fornecida pela fonte circula obrigatoriamente pelo indutor em sua totalidade, porém apenas metade de  $I_2$  irá circular por cada interruptor  $Q$ , fato devido ao paralelismo e simultaneidade de acionamentos dos interruptores. Neste instante o valor da tensão em  $L_1$  será igual em módulo a tensão  $V_2$ .

Figura 53 - Primeira etapa no sentido inverso em MCC.

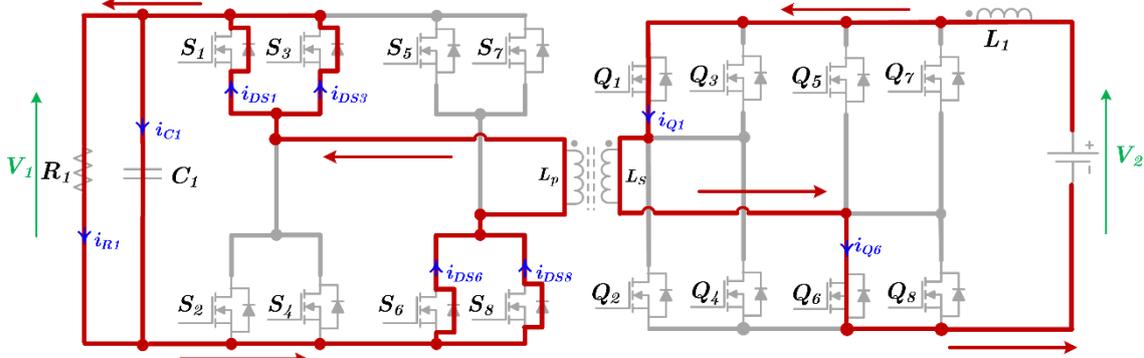


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 2ª etapa, representadas na Figura 54, os interruptores  $Q_7$  e  $Q_4$  são desligados, permanecendo ligadas  $Q_1$  e  $Q_6$ , isso faz com que haja circulação de corrente pelo transformador e conseqüentemente aconteça transferência de energia para o lado de alta tensão. Neste instante o capacitor acumula energia em seu campo elétrico que em momento oportuno devolverá. Agora  $L_1$  em conjunto com a fonte  $V_2$  irá fornecer energia para carga com o auxílio dos diodos associados aos interruptores  $S$ . É

importante chamar a atenção ao fato de que a tensão no secundário do transformador é a soma de  $V_2$  com  $V_{L1}$ , isso por conta da mudança de polaridade que ocorre quando o indutor passa a descarregar a energia acumulada.

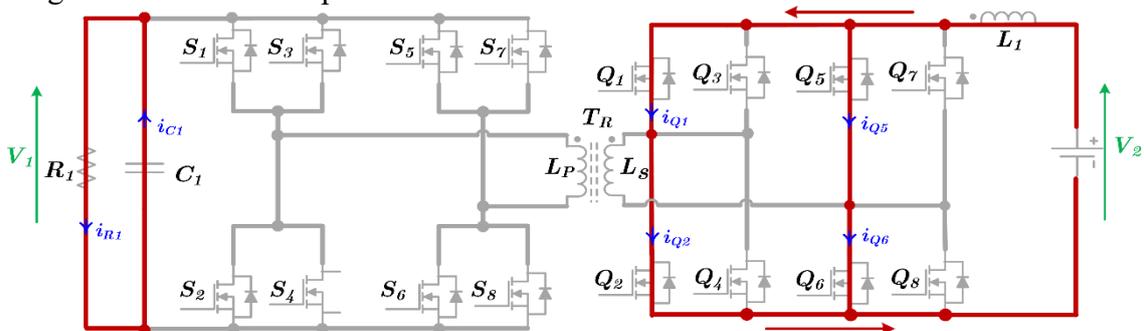
Figura 54 - Segunda etapa no sentido inverso em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A 3ª etapa é muito similar a 1ª, isso porque o capacitor volta a alimentar a carga por conta da não transferência de energia, o indutor retoma seu armazenamento de energia no campo magnético e todas as outras afirmações citadas na primeira etapa relacionada com tensão e corrente são validas aqui. Na realidade, a única diferença significativa são os pares de semicondutores que estão conduzindo, que são  $Q_1$ ,  $Q_6$ ,  $Q_5$  e  $Q_2$ . Esta análise pode ser vista na Figura 55

Figura 55 - Terceira etapa no sentido inverso em MCC

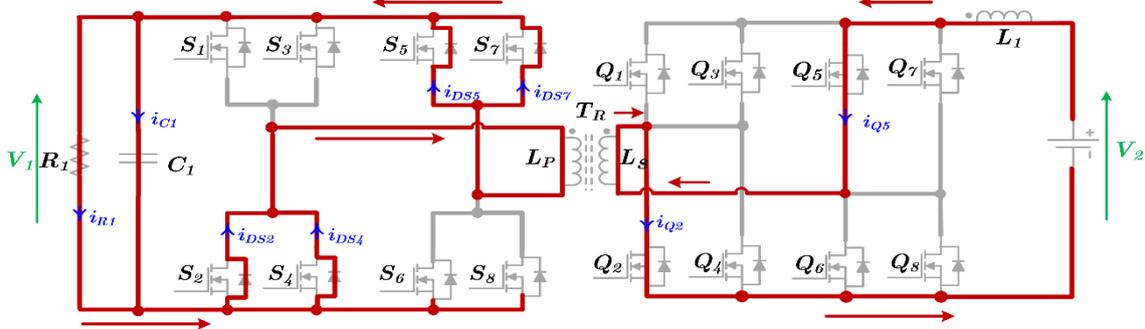


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 4ª etapa os interruptores  $Q_1$  e  $Q_6$  são desligados, permanecendo ligadas  $Q_5$  e  $Q_2$ , isso faz com que haja circulação de corrente pelo transformador no sentido inverso ao visto na etapa 2, isso acarretará mudanças nos diodos que estão conduzindo no lado da carga. Neste instante o capacitor acumula a energia em seu campo elétrico novamente, igualmente como na etapa 2. Agora  $L_1$  em conjunto com a fonte  $V_2$  irá fornecer energia para carga com o auxílio dos diodos associados com os interruptores  $S$ . E como ocorreu na segunda etapa, a tensão no secundário do transformador é a soma

de  $V_2$  com  $V_{L1}$ . Figura 56 demonstra o comportamento do conversor e possibilita verificar as afirmações.

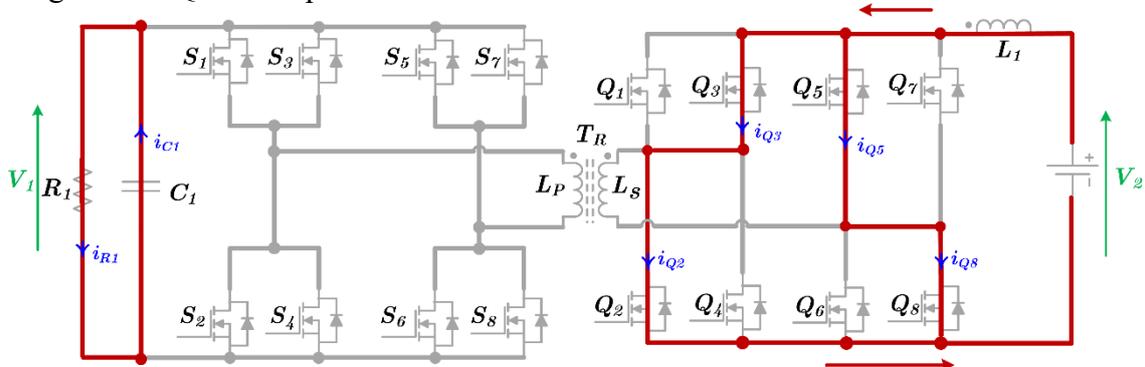
Figura 56 - Quarta etapa no sentido inverso em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

A 5ª etapa, representada em Figura 57, é igual as etapas 1 e 3, com a diferença que agora os interruptores  $Q_5$  e  $Q_2$  estão conduzindo em conjunto com  $Q_3$  e  $Q_8$ , com isso todas as respectivas afirmações citadas anteriormente são aplicadas nesta etapa.

Figura 57 - Quinta etapa no sentido inverso em MCC

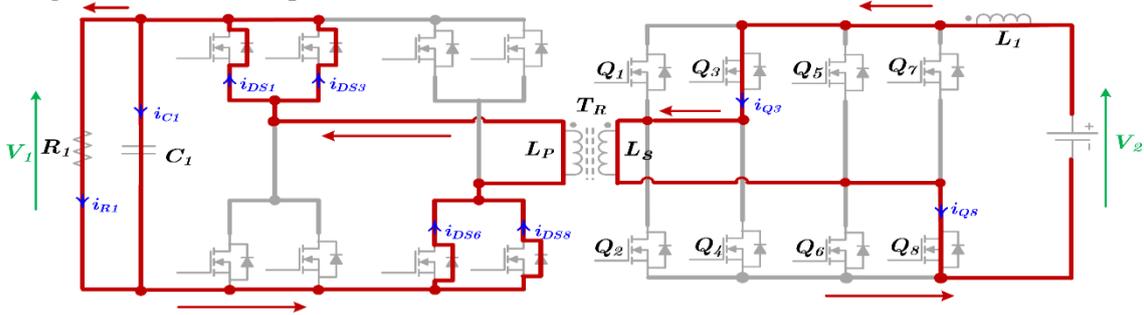


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 6ª etapa acontece os fatos citados nas etapas 2 e 4, a corrente circula no mesmo sentido da etapa 2 e os interruptores que estão conduzindo no lado de baixa tensão são  $Q_3$  e  $Q_8$ . Aqui é possível observar que dependendo do sentido da corrente que circula no transformador é alterado o grupo de diodos que conduzem no lado da carga, assim nesta etapa os diodos conectados aos interruptores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_6$  e  $S_8$  estão conduzindo, como pode ser observado na Figura 58.

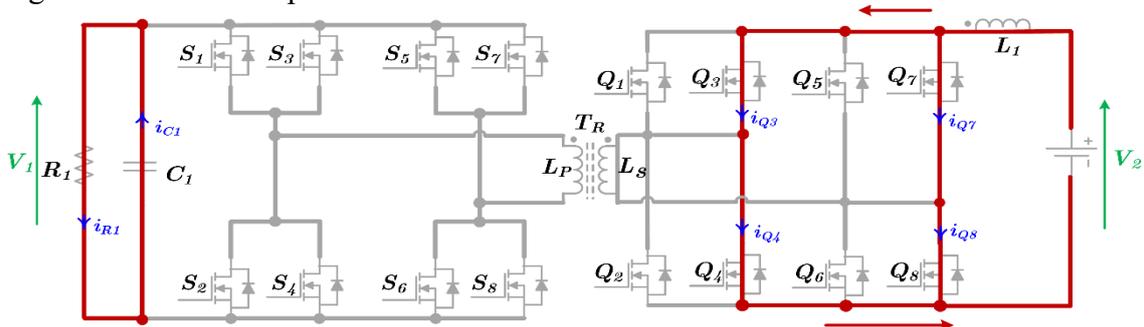
Na 7ª etapa, representada na Figura 59 os interruptores  $Q_3$ ,  $Q_7$ ,  $Q_4$  e  $Q_8$  estão ligados e possibilitam o carregamento do indutor  $L_1$ , enquanto que o capacitor  $C_1$  alimenta a carga  $R_1$ .

Figura 58 - Sexta etapa no sentido inverso em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

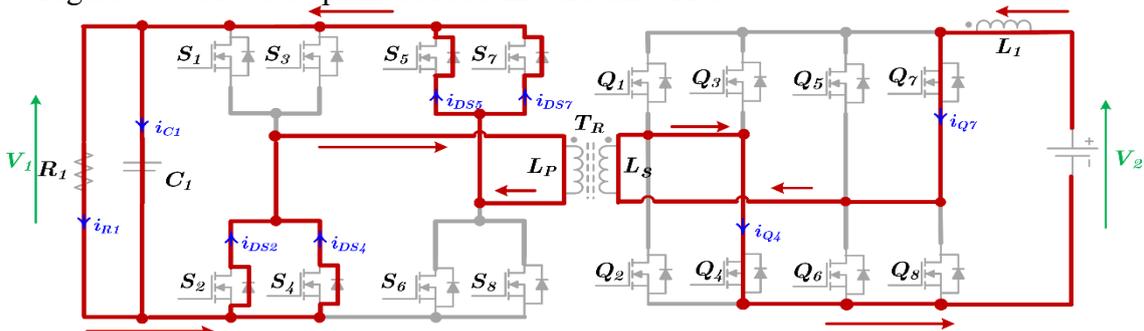
Figura 59 - Sétima etapa no sentido inverso em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na etapa 8 é fechado um período completo de funcionamento do conversor, neste instante, que é similar as etapas 2, 4 e 6, a fonte em conjunto com o indutor  $L_1$  fornecem a energia necessária para o suprimento da carga  $R_1$  com o auxílio dos interruptores  $Q_7, Q_4$  e os diodos de  $S_5, S_7, S_2$  e  $S_4$ , como mostra a Figura 60.

Figura 60 - Oitava etapa no sentido inverso em MCC



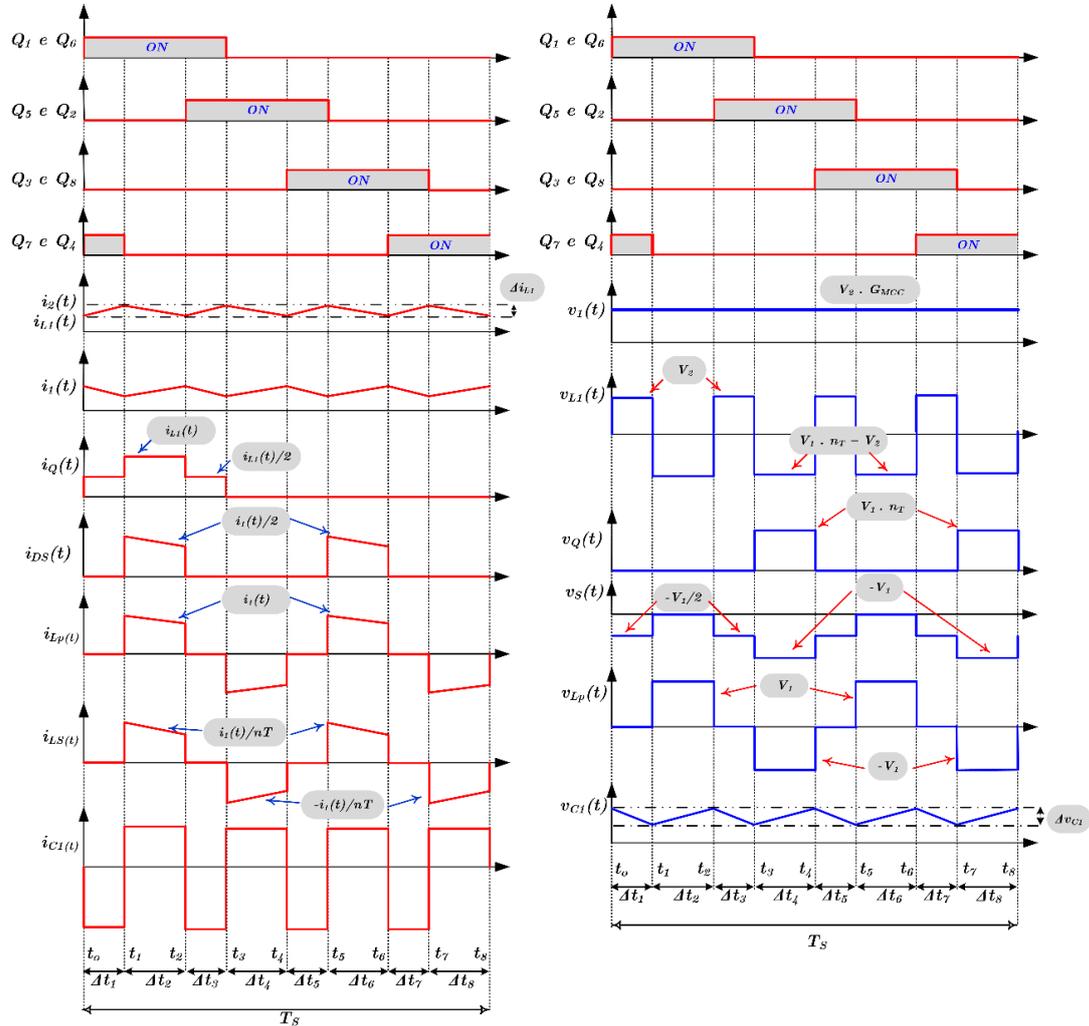
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.1.3 Equacionamentos e característica idealizados de transferência estática

A Figura 61 expõe o comportamento da tensão e corrente elétrica nos principais componentes da topologia em cada etapa do circuito, estes foram obtidos

através de simulação no ORCAD versão 17.2.

Figura 61 - Principais formas de ondas idealizadas do conversor no sentido inverso em MCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Estas curvas ajudarão nas deduções matemáticas para encontrar os valores instantâneos, médios e eficazes em cada elemento pertencente a topologia, além de ajudar no entendimento do funcionamento em cada etapa.

A tensão instantânea no indutor tem dois momentos distintos, o primeiro é quando o indutor está armazenando energia, fato que ocorre nas etapas ímpares e o segundo é quando o mesmo devolve a energia retida, assim para cada momento a tensão sofre alterações que são apresentadas na Figura 61.

Quando o indutor está armazenando energia, toda a tensão de  $V_2$  está sobre  $L_1$  e quando passa a devolver a energia armazenada, acontece a soma das tensões de  $V_2$  e  $V_{L1}$  que polarizam o secundário do transformador. A expressão (64) traz as

relações matemáticas para os momentos citados que se repetem ao longo de todo o período de comutação.

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} -V_2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ (V_1 \cdot n_T) - V_2 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (64)$$

A corrente no indutor, assim como a tensão  $V_{L1}$ , tem dois padrões diferentes que podem ser vistos na Figura 61, estes dois momentos são basicamente o carregamento e descarregamento de  $L_1$  que se repetem ao longo do período  $T_S$ . As correntes instantâneas no indutor são definidas (65).

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{V_2 \cdot (t - t_0)}{L_1} & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ i_{L1}(t_1) - \frac{V_1 \cdot n_T - V_2}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (65)$$

Devido a sequência de acionamento dos interruptores adotada no sentido inverso as correntes que circulam pelos interruptores do lado de baixa tensão nos intervalos ímpares se dividem entre dois semicondutores que estão conectados em paralelo, já nos intervalos pares não há divisão de corrente, tal fato é destacado nas figuras referentes as etapas de funcionamentos. Na expressão (66) é mostrada a corrente instantânea para cada instante.

$$i_{Q1; Q8}(t) = \begin{cases} \left( i_{L1}(t_0) + \frac{(V_2) \cdot (t - t_0)}{L_1} \right) / 2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ i_{L1}(t_1) - \frac{V_1 \cdot n_T - V_2}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (66)$$

As tensões sobre Q terão também dois momentos distintos, assim, quando  $L_1$  está acumulando energia (etapas 1,3,5 e7), a diferença de potencial sobre os interruptores que estão em condução é nula, já nas etapas complementares, onde apenas um braço conduz por vez, a tensão sobre os interruptores que não estão conduzindo e que não estão em paralelo com os semicondutores acionados se submetam a tensão presente em  $L_S$ . Este fato está representado matematicamente na equação (67).

$$v_{Q1,Q8}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ V_1 \cdot n_T & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (67)$$

Nas etapas onde o capacitor  $C_1$  será o responsável por manter o fluxo de energia na carga, não haverá corrente circulando nos diodos conectados aos interruptores S e estarão sob a metade do potencial da carga, porém quando a fonte  $V_2$  assume a função, a corrente refletida para o lado de  $L_p$  tensão será dividida para dois diodos, assim dependendo da polaridade com que o transformador for energizado acontecerá a condução em determinados diodos, nesta situação os que não estão conduzindo serão polarizados com o valor integral presente na carga. Assim as correntes e tensões instantâneas podem ser obtidas respectivamente através de (68) e (69).

$$i_{D_{S1,S8}}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ \frac{i_{L1}(t_1) \cdot n_T}{2} + \frac{V_2 \cdot (t - t_1) \cdot n_T}{2 L_1} & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (68)$$

$$v_{D_{S1,D_{S3}}}(t) = \begin{cases} V_1 / 2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ V_1 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_4; \Delta t_6 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (69)$$

A corrente no transformador só existe quando ocorre transferência de potência, no caso de  $L_S$  para  $L_p$ , assim  $i_{L_S}$  só há nas etapas pares e consequentemente é zero para as demais. Este fato é apresentado através da expressão (70). Situação semelhante ocorre com a tensão no mesmo e que está demonstrada em (71).

$$i_{L_S}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ i_{L1}(t_1) - \frac{V_1 \cdot n_T - V_2}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; \text{para } \Delta t_2 \text{ e } \Delta t_6 \\ -i_{L1}(t_1) + \frac{V_1 \cdot n_T - V_2}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; \text{para } \Delta t_4 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (70)$$

$$v_{L_S}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para } \Delta t_1; \Delta t_3; \Delta t_5 \text{ e } \Delta t_7 \\ V_1 \cdot n_T & ; \quad \text{para } \Delta t_2 \text{ e } \Delta t_6 \\ -V_1 \cdot n_T & ; \quad \text{para } \Delta t_4 \text{ e } \Delta t_8 \end{cases} \quad (71)$$

#### 3.2.1.4 Ganho estático no MCC

O ganho, como já foi relatado, é a relação entre a tensão de saída e o valor de entrada, assim como o sentido em análise se modificou ( $V_2$  é fonte e  $V_1$  é a tensão na carga) o ganho aqui será representado conforma a equação (72), logo abaixo.

$$G_{MCC_{inv}} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (72)$$

Para encontra a expressão do ganho será montada equação do valor médio da tensão em  $L_1$  e a igualando a zero, assim será possível isolar as variáveis  $V_2$  e  $V_1$ . O procedimento é idêntico ao já realizado anteriormente. Verificado que o ciclo de armazenamento e descarga de energia de  $L_1$  é de  $1/4$  de  $T_S$  é formulada a equação (73).

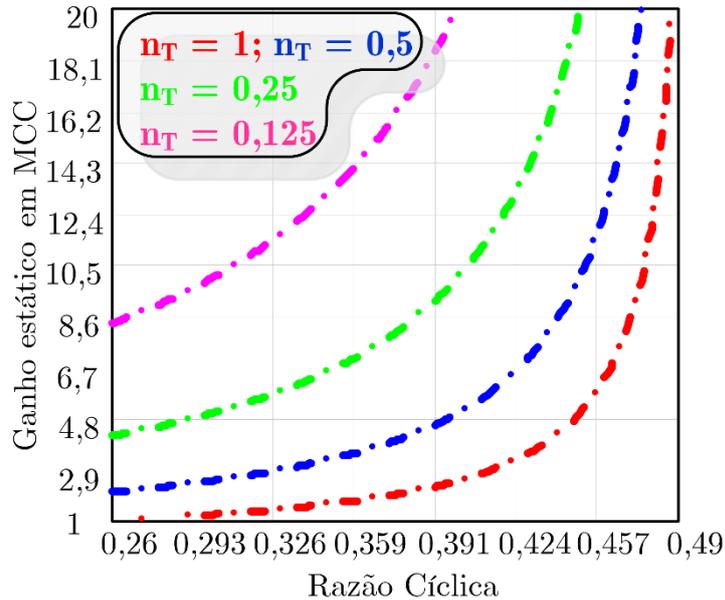
$$V_{L1_{med}} = \frac{4}{T_S} \cdot \left[ \int_0^{t_1} -V_2 \, dt + \int_{t_1}^{t_2} V_1 \cdot n_T - V_2 \, dt \right] \quad (73)$$

Igualando a zero, substituído os intervalos por suas equivalências e a simplificando, é encontrado o ganho em modo de condução contínuo, demonstrado logo abaixo:

$$G_{MCC_{inv}} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{2 n_T} \cdot \frac{1}{1 - 2D} \quad (74)$$

A Figura 62 demonstra o comportamento do conversor no sentido inverso para diferentes relações de transformação em função dos valores da razão cíclica, neste caso a faixa de  $D$  estudada para a modulação adotada é entre 0,25 e 0,5.

Figura 62 - Ganho estático do conversor no sentido inverso em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.1.5 Dimensionamento do indutor $L_1$ e capacitor $C_1$ no MCC.

Para o funcionamento pleno da topologia é importante o dimensionamento correto dos armazenadores de energia, que aqui são capacitores e indutores, e com a escolha de  $L_1$ , como já relatado anteriormente, é possível selecionar em que modo de condução o circuito irá operar. Neste tópico serão dimensionados o indutor para o modo em condução contínuo e o capacitor que será conectado em paralelo a carga.

A corrente média no indutor pode ser igualada com a corrente da fonte pelo fato de ambos estarem conectados em série, assim é possível descobrir seu valor utilizando sua relação com a potência da fonte, conforme em (75).

$$I_2 = \frac{P_{Total}}{V_2} = I_{L1} \quad (75)$$

Trabalhando sobre a fórmula da tensão no indutor já apresentada em (21) e a aplicando sobre o intervalo no qual  $L_1$  está armazenando energia (etapas ímpares), é deduzida a expressão (76) que possibilita encontrar o valor da indutância de  $L_1$ .

$$L_1 = \frac{1 - 4D}{4} \cdot \frac{V_2}{\Delta I_{L1} \cdot f_S} \quad (76)$$

Para dimensionar a capacitância de  $C_2$  é necessário a utilização da formula da tensão sobre o mesmo, desta forma será utilizado o intervalo  $\Delta t_1$  para montar a expressão (77). O espaço de tempo adotado se justifica pelo fato que neste instante é o capacitor que fornece energia para a carga, por conta disso a corrente elétrica em ambos é a mesma em modulo, o que facilita a simplificação da equação.

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{\Delta t_1} I_1 dt \quad (77)$$

Após as devidas substituições e isolada a variável de interesse é definida a expressão (78). Merece destaque o fato que a variação de tensão no capacitor é um parâmetro de projeto, sendo determinada logo no início do planejamento.

$$C_1 = \frac{I_1 \cdot 4D - 1}{4f_S \cdot \Delta V_{C1}} \quad (78)$$

### 3.2.2 *Análise do conversor CC-CC em modo de condução descontínuo*

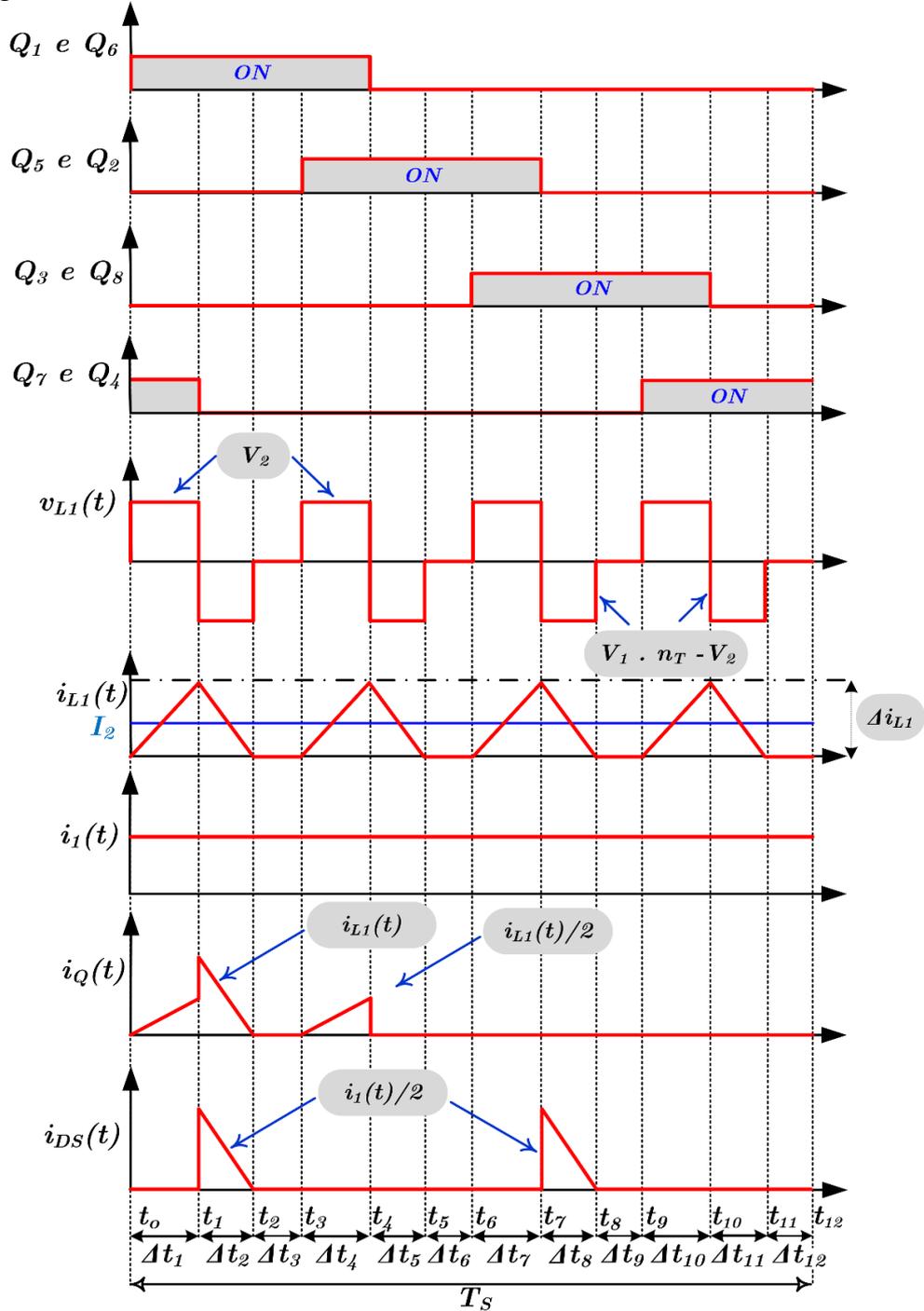
O conversor operando em modo de condução descontínuo apresentará mais etapas de funcionamento em comparação ao MCC, estes acréscimos são por conta dos momentos em que  $I_{L1}$  se iguala a zero. Este fato pode ser observado na Figura 63, na qual ainda traz as ondas de tensão e corrente no indutor para cada intervalo de tempo, que agora são 12 no total.

#### 3.2.2.1 *Etapas de funcionamento em modo descontínuo*

As etapas 1 e 2 em MCD são idênticas as apresentadas nas etapas 1 e 2 em MCC, assim as Figura 64 e Figura 65 replicam o que já foi mostrado nas Figura 54 e Figura 55. Vale destacar que a duração do intervalo em que o indutor devolve a energia armazenada é reduzido no MCD, com isso as etapas 2, 5, 8 e 11 são mais rápidas em

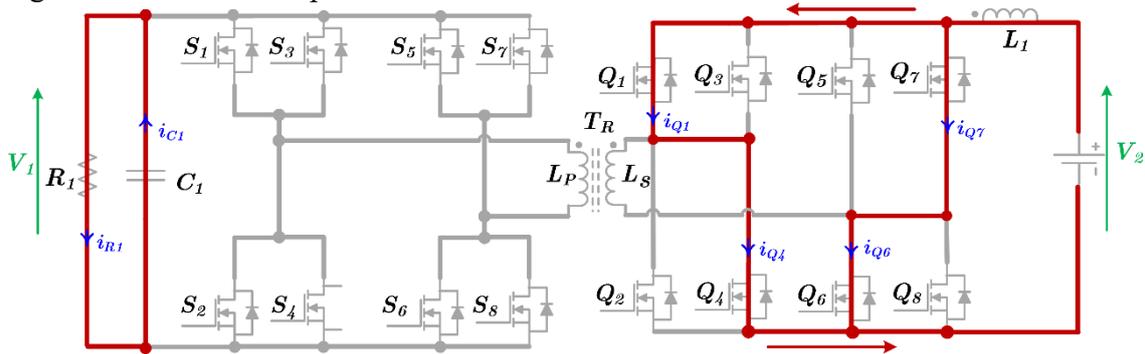
comparação com as etapas equivalentes em MCC, este fato pode ser verificado com o auxílio da Figura 63.

Figura 63 - Formas de onda idealizadas do conversor no sentido inverso em MCD



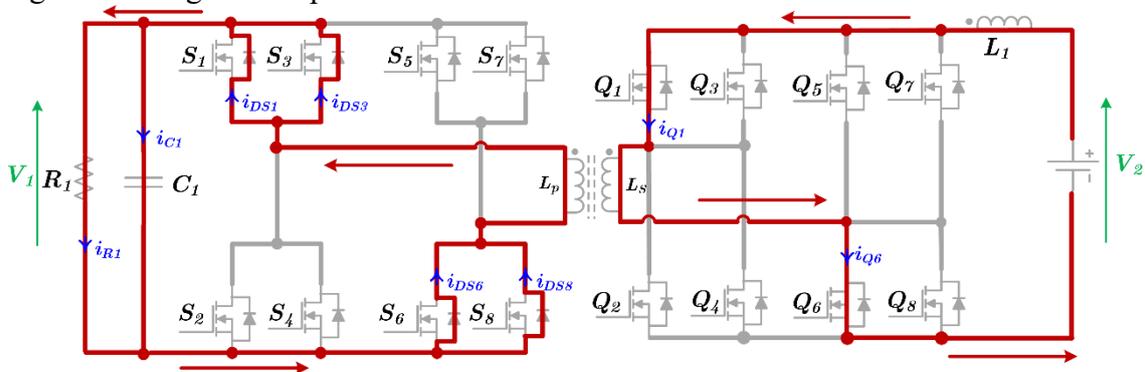
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 64 - Primeira etapa no sentido inverso em MCD



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 65 - Segunda etapa no sentido inverso em MCD

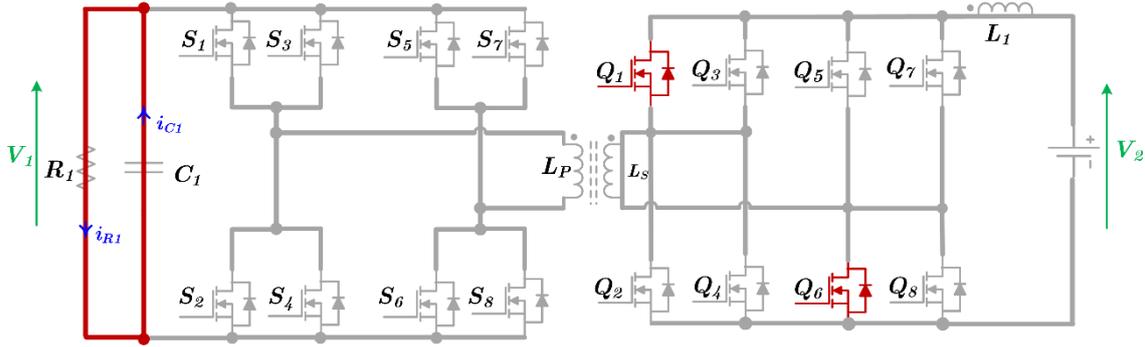


Fonte: Elaborada pelo autor.

A etapa 3 retrata o momento onde  $L_1$  conclui a devolução ao circuito de toda a energia anteriormente armazenada, sendo que mesmo com um par de semicondutores acionados ( $Q_1$  e  $Q_6$ ), não existe transferência de potência via  $T_R$ , este fato ocorre por conta que o nível de tensão induzida em  $L_P$  não é suficiente para polarizar diretamente os diodos associados aos semicondutores  $S$ . Desta forma não há corrente circulando em  $L_S$ , como mostra Figura 66, devido a não existência de transferência de potência no transformador.

Assim como ocorreu na etapa 1 o capacitor é quem supre a necessidade energética da carga, devolvendo a energia retida em etapas anteriores. Esta etapa se repetirá sempre após  $L_1$  devolver toda a energia armazenada ao circuito, que são as etapas 6, 9 e 12.

Figura 66 - Terceira etapa no sentido inverso em MCD



Fonte: Elaborada pelo autor.

As etapas 4, 5, 7, 8, 10 e 11 em MCD são idênticas respectivamente as apresentadas nas etapas 3, 4, 5, 6, 7 e 8 em MCC, assim não serão necessárias as devidas ilustrações. Estas retratam basicamente os momentos em que  $L_1$  armazena e devolve energia elétrica ao longo do período  $T_s$ , variando apenas os conjuntos de interruptores que são acionados em cada momento. Na Figura 63 é exibido de forma simples a sequência de comutação em um período completo.

### 3.2.2.2 Ganho estático no MCD

Para encontrar o ganho estático neste modo de condução é necessário conhecer os intervalos de tempo no qual as etapas ocorrem, assim a equação (79) delimita tais intervalos e a (80) determina as tensões instantâneas sobre  $L_1$  em cada momento.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= t_1 - t_0; & \Delta t_2 &= t_2 - t_1; & \Delta t_3 &= t_3 - t_2; \\
 \Delta t_4 &= t_4 - t_3; & \Delta t_5 &= t_5 - t_4; & \Delta t_6 &= t_6 - t_5; \\
 \Delta t_7 &= t_7 - t_6; & \Delta t_8 &= t_8 - t_7; & \Delta t_9 &= t_9 - t_8; \\
 \Delta t_{10} &= t_{10} - t_9; & \Delta t_{11} &= t_{11} - t_{10}; & \Delta t_{12} &= t_{12} - t_{11}.
 \end{aligned} \tag{79}$$

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} V_2 & ; \text{para } \Delta t_1; \Delta t_4; \Delta t_7; \Delta t_{10} \\ V_1 \cdot n_T - V_2 & ; \text{para } \Delta t_2; \Delta t_5; \Delta t_8; \Delta t_{11} \\ 0 & ; \text{para } \Delta t_3; \Delta t_6; \Delta t_9; \Delta t_{12} \end{cases} \tag{80}$$

Cada intervalo de tempo vai se repetindo de forma cíclica e com isso é possível determinar algumas igualdades, em (81) é exposto tais equivalências.

$$\begin{aligned}\Delta t_1 &= \Delta t_4 = \Delta t_7 = \Delta t_{10} \\ \Delta t_2 &= \Delta t_5 = \Delta t_8 = \Delta t_{11} \\ \Delta t_3 &= \Delta t_6 = \Delta t_9 = \Delta t_{12}\end{aligned}\tag{81}$$

Por conta da alteração da duração dos intervalos onde o indutor descarrega, é necessário encontrar a relação para  $\Delta t_2$  e seus equivalentes. Em (82) é montada a expressão para o valor de tensão no indutor aplicada ao primeiro intervalo de funcionamento, sendo que a variação da corrente em  $L_1$  é igual ao seu valor de pico pelo fato de que no intervalo ela parte do zero até seu valor máximo.

$$V_{L1(\Delta t_1)} = L_{1MCD} \cdot \frac{I_{L1_{\max}}}{\Delta t_1}\tag{82}$$

Substituindo pelo valor de tensão no intervalo  $\Delta t_1$ , fica:

$$V_2 = L_{1MCD} \cdot \frac{I_{L1_{\max}}}{\Delta t_1}\tag{83}$$

O procedimento é repetido, agora, aplicado ao segundo intervalo, como mostrado abaixo:

$$V_{L1(\Delta t_2)} = L_{1MCD} \cdot \frac{I_{L1_{\max}}}{\Delta t_2}\tag{84}$$

Substituindo pelo valor de tensão no intervalo  $\Delta t_2$  em (84), fica:

$$V_1 \cdot n_T - V_2 = L_{1MCD} \cdot \frac{I_{L1_{\max}}}{\Delta t_2}\tag{85}$$

Como o primeiro intervalo não sofreu alteração, ele será utilizado para

encontrar a corrente máxima em (86). Esta ação é importante pelo fato que a grandeza é comum nos dois intervalos, desta forma será possível fazer substituições com o objetivo de encontrar  $\Delta t_2$ , como a seguir:

$$I_{L1_{\max}} = \frac{V_2 \cdot \Delta t_1}{L_{1_{MCD}}} \quad (86)$$

Substituindo  $\Delta t_1$  em (86), fica:

$$I_{L1_{\max}} = \frac{V_2 \cdot (4D - 1) \cdot T_S}{4 L_{1_{MCD}}} \quad (387)$$

Para encontrar o intervalo  $\Delta t_2$  será necessário inserir (387) na equação (85), chegando na expressão (88).

$$V_2 - V_1 \cdot n_T = \frac{L_{1_{MCD}}}{\Delta t_2} \cdot \frac{V_2 \cdot (4D - 1) \cdot T_S}{4 L_{1_{MCD}}} \quad (88)$$

Após simplificação é encontrado o segundo intervalo em (89).

$$\Delta t_2 = \frac{V_2}{4 f_S \cdot (V_2 - V_1 \cdot n_T)} \cdot (4D - 1) \quad (89)$$

Com os intervalos encontrados é necessário aplicá-los na formula da corrente média no indutor, que neste sentido é igual a corrente fornecida pela fonte  $V_2$ . Ficando como na equação (90).

$$I_{L1_{med}} = \frac{4}{T_S} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{I_{L1_{\max}}}{2} \right) dt - \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{I_{L1_{\max}}}{2} \right) dt \right] \quad (90)$$

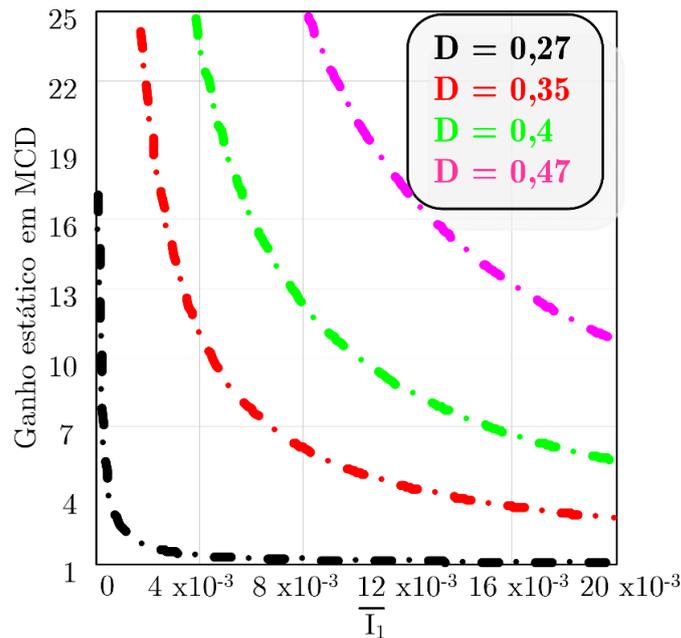
Simplificando (90) e considerando a corrente parametrizada de saída  $\overline{I_1}$  como em (91), é encontrado ganho em (92).

$$\bar{I}_1 = \frac{2I_1 \cdot f_s \cdot L_{1MCD}}{V_2} \quad (91)$$

$$G_{MCD_{inv}} = \frac{n_T \cdot (4D - 1)^2 + 4\bar{I}_1}{4n_T \cdot \bar{I}_1} \quad (92)$$

A Figura 67 apresenta o ganho em função da corrente parametrizada considerando quatro valores de D compreendidos entre 0,25 e 0,5. A relação de transformação é unitária para todas as razões cíclicas. Com as retas fornecidas é possível analisar o comportamento do circuito em cenários distintos, além de obter informações e/ou valores de grandezas elétricas associadas a topologia.

Figura 67 - Ganho estático do conversor no sentido inverso em MCD



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.3 Análise do conversor em modo de condução crítico

Neste tópico será encontrado o valor da indutância crítica, que como já foi dito é o limite entre os dois modos de condução já trabalhados, e posteriormente será calculado o ganho para este modo.

Para encontrar a indutância crítica será utilizada de início a fórmula da tensão sobre um indutor, mas adaptada para este modo de condução. Assim a variação de corrente por  $L_1$  é duas vezes o valor de  $I_2$  por conta que dentro do intervalo adotado, no caso  $\Delta t_1$ , o valor de  $I_2$  em  $t_0$  é zero e atinge o seu máximo em  $t_1$ , desta forma a variação total se iguala ao dobro de  $I_2$ . Desta forma a equação ficará como em (93).

$$V_{L1(\Delta t_1)} = L_{cri} \cdot \frac{2I_2}{\Delta t_1} \quad (93)$$

Isolando a indutância e substituindo  $\Delta t_1$ , fica:

$$L_{cri} = \frac{V_2 \cdot (4D - 1)}{8I_2 \cdot f_S} \quad (94)$$

### 3.2.3.1 Cálculo do ganho estático no MCCr

Novamente será necessário igualar os ganhos descobertos nos dois modos anteriores para descobrir a razão cíclica que satisfaça a igualdade. Em seguida é demonstrado o procedimento.

$$G_{MCC} = G_{MCD} \quad (95)$$

Substituindo por seus respectivos ganhos.

$$\frac{1}{2n_T} \cdot \frac{1}{1-2D} = \frac{n_T \cdot (4D-1)^2 + 4\bar{I}_1}{4n_T \cdot \bar{I}_1} \quad (96)$$

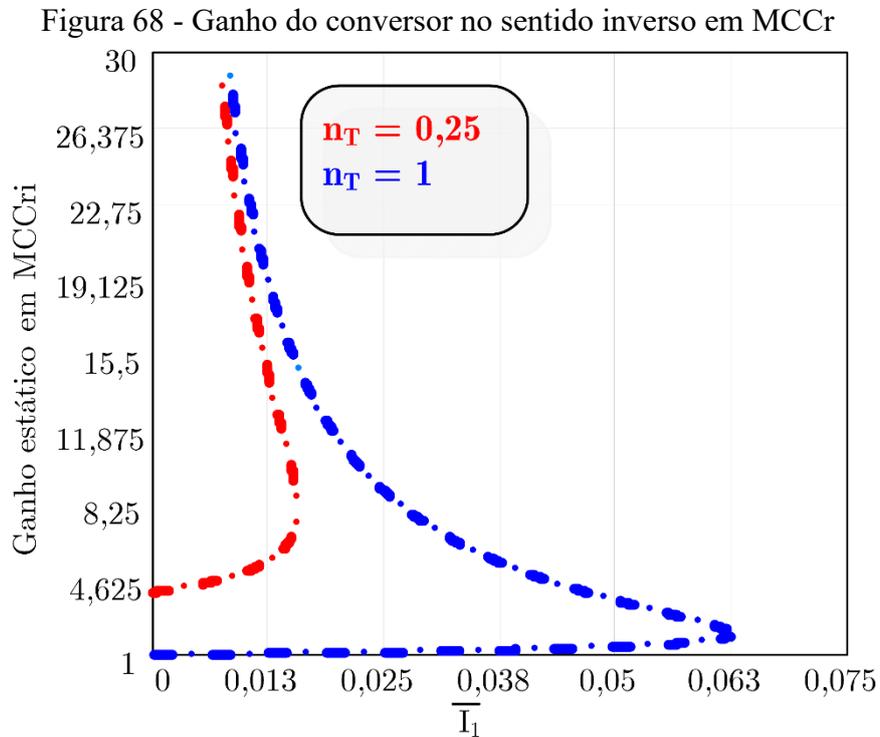
Isolando a razão cíclica é chegado a dois valores condizentes com a igualdade em (95), que são mostradas abaixo:

$$D_{Cri} = \frac{3n_T \pm \sqrt{n_T \cdot (n_T - 16\bar{I}_1)}}{8n_T} \quad (97)$$

Substituindo  $D_{Cri}$  na equação do ganho de qualquer um dos modos já visto será encontrado o ganho crítico, aqui será substituído no modo de condução contínuo. Após substituições e simplificações é descoberto o ganho neste modo, apresentado logo abaixo:

$$G_{MCCr} = \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\bar{I}_1 \cdot n_T}}{8\bar{I}_1 \cdot n_T} \quad (98)$$

A Figura 68 mostra a característica estática do conversor atuando no MCCr para os dois ganhos encontrados, assim a curva é plotada em função da corrente parametrizada de saída e considerando duas relações de transformação, no caso foram utilizadas  $n_T = 0,25$  e  $1$  para cada ganho.

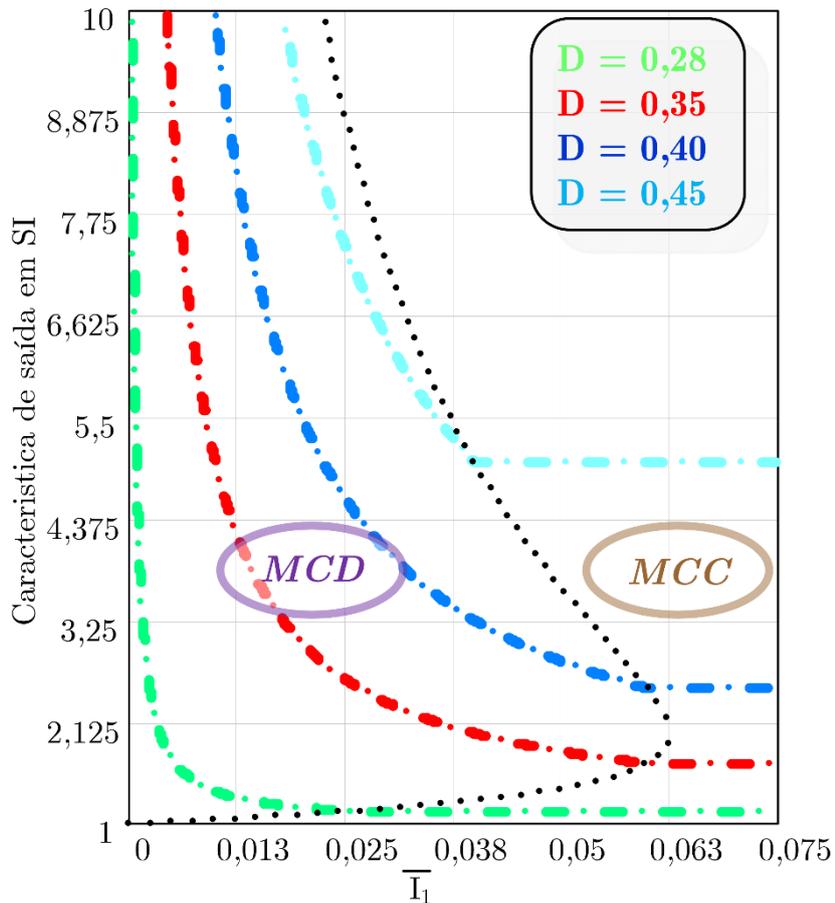


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.4 Característica estática da saída no sentido inverso

A Figura 69 traz de forma unificada todos dos ganhos ( $G_{MCC}$ ,  $G_{MCD}$  e  $G_{MCCf}$ ) obtidos na análise deste conversor. Os gráficos foram traçados em função da corrente parametrizada de saída e considerando  $n_T$  com o valor de 0,25. A variação de  $D$  é aplicada apenas nos modos contínuo e descontinuo.

Figura 69 - Característica estática de saída do conversor no sentido inverso.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.5 Análises dos esforços elétricos no conversor em MCC

Nesta seção serão deduzidas as expressões que quantificam as grandezas elétricas atuantes nos componentes presentes na topologia. Esta ação é importante porque direciona e especifica com clareza as características que possibilitam a escolha correta de cada elemento para a implementação do protótipo.

### 3.2.5.1 Esforço de tensão e corrente nos interruptores Q

Os interruptores Q, são responsáveis pelo controle de fluxo de corrente, bloqueio de tensão e conseqüentemente, o sentido de fluxo de energia pelo circuito passivo. Assim através da simulação foi verificado que existe corrente circulando através dos interruptores Q em dois instantes diferentes, isso porque existem momentos que não há condução em determinados interruptores. Desta forma, em dado momento o interruptor é submetido a todo o montante de corrente elétrica, e já em outros existe a divisão entre dois interruptores. Baseado neste comportamento foi formulada a expressão para a corrente média em Q, apresentada em (99).

$$I_{Q_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( 2 \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_2}{2} dt + \int_0^{\Delta t_2} I_2 dt \right) \quad (99)$$

Aplicando o ganho em MCC e simplificando, fica:

$$I_{Q_{med}} = \frac{I_2}{4} = \frac{I_1}{8n_T} \cdot \frac{1}{1-2D} \quad (100)$$

A expressão (99) é utilizado para encontrar a relação do valor eficaz nos interruptores Q. Abaixo, na equação (101) é apresentado o procedimento:

$$I_{Q_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left( 2 \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{I_2}{2} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_2^2 dt \right)} \quad (101)$$

Trabalhando na equação (101) e aplicando o  $G_{MCC}$ , é encontrada sua forma reduzida em (102).

$$I_{Q_{ef}} = \frac{I_2 \cdot \sqrt{2 \cdot 3 - 4D}}{4} = \frac{I_1}{n_T \cdot 1 - 2D} \cdot \left( \frac{\sqrt{2 \cdot 3 - 4D}}{8} \right) \quad (102)$$

O valor máximo da tensão nos interruptores Q é o valor de  $V_1$  refletido para o secundário do transformador, na Figura 61 é demonstrada a onda de tensão nos semicondutores Q, assim a expressão (113) expõe o seu nível mais crítico.

$$V_{Q_{max}} = V_1 \cdot n_T \quad (103)$$

### 3.2.5.2 Esforço de tensão e corrente nos diodos $D_S$

Os diodos associados aos interruptores S têm a função de retificar a onda fornecida pelo transformador, por conta disso acontece um revezamento entre os diodos, ou seja, cada conjunto de diodo em paralelo fica encarregado de conduzir em determinado intervalo. Levando este fato em consideração é chegado na expressão (104) e apresentada em (105) de forma simplificada.

$$I_{DS_{med}} = \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{L1_{med}} \cdot n_T}{2} dt \quad (104)$$

Tornando a relação em função da corrente de saída.

$$I_{DS_{med}} = \frac{I_1}{4} \quad (105)$$

Aplicando o conceito de valor RMS em (104) é montada a expressão (106) e a forma simplificada exposta em (107).

$$I_{DS_{ef}} = \sqrt{\left( \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_2} I_1^2 dt \right)} \quad (106)$$

$$I_{DS_{ef}} = \frac{I_1}{4\sqrt{1-2D}} \quad (107)$$

Os diodos serão submetidos a tensões a depender da polaridade do transformador, conseqüentemente em diferentes momentos os diodos são polarizados

diretamente e em outros reversamente, deste modo o momento de maior tensão sobre os mesmos é quando não estão em condução devido ao fato da tensão reserva. A Figura 61 mostra este acontecimento e a equação (108) traz como pode ser calculado tal valor.

$$V_{DS_{max}} = V_1 = \frac{V_2}{n_T} \quad (108)$$

Ao analisar a expressão acima é notado que a tensão sobre os diodos será a própria tensão na carga, ou seja, o valor de saída  $V_1$ .

### 3.2.5.3 Esforço de corrente no indutor $L_1$

O indutor  $L_1$  devido sua conexão em série com a fonte de alimentação será submetido ao mesmo nível de corrente elétrica de  $V_2$ , fato comprovado pela dedução matemática demonstrada em (109) e sua consequente forma simplificada.

$$I_{L1_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} I_2 dt \quad (109)$$

Após desmembramentos é encontrada a relação que confirma a afirmação dita logo acima.

$$I_{L1_{med}} = I_2 \quad (110)$$

Em função da saída, fica:

$$I_{L1_{med}} = I_1 \cdot G_{MCC} \quad (111)$$

### 3.2.5.4 Esforço de tensão e corrente no capacitor $C_1$

Como o capacitor está em paralelo a carga a tensão sobre  $C_1$  é igual a tensão de saída. Vale reafirmar que em dados momentos é o próprio que alimenta  $R_1$ , atuando como uma fonte de tensão.

$$V_{C1} = V_1 \quad (112)$$

Como por característica a corrente média no capacitor é nula, a seguir será encontrada a relação para o seu valor eficaz.

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \left( \int_0^{\Delta t_1} -I_1^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( I_{DS_{med}} \cdot \frac{T_S}{\Delta t_2} - I_1 \right)^2 dt \right)} \quad (113)$$

Abaixo é demonstrada a expressão para calcular a corrente em C<sub>1</sub> eficaz em função da corrente de saída.

$$I_{C1_{ef}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{4D-1}{2(1-2D)}} \quad (114)$$

### 3.2.5.5 Tensão e Corrente eficaz no transformador

As equação (115) e (116) apresentam o procedimento para mensurar a tensão eficaz sobre o enrolamento L<sub>S</sub> de T<sub>R</sub>.

$$V_{LS_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_2}{n_T} \right)^2} \quad (115)$$

Após simplificação, fica:

$$V_{LS_{ef}} = \frac{2V_1}{n_T} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - D} \quad (116)$$

A corrente RMS que circula através do transformador pode ser encontrada com a ajuda da Figura 61 para montar a expressão (117). No caso foi adotado o intervalo de tempo  $\Delta t_2$  por conta que nos intervalos ímpares não há circulação de corrente, além disso o momento de transferência de energia para o primário acontece

quatro vezes ao longo de todo o período, fato que explica a constante quatro dentro da raiz.

Para descobrir o valor da corrente que circula no enrolamento do primário, basta multiplicar a corrente no secundário pela relação de transformação  $n_T$ , assim é possível mensurar esta variável do circuito.

$$I_{LS_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_2} I_2^2 dt} \quad (117)$$

Após simplificação é conhecida a expressão (118).

$$I_{LS_{ef}} = I_2 \cdot \sqrt{2(1 - 2D)} \quad (118)$$

### 3.3 Considerações finais

Neste tópico foram apresentados os equacionamentos matemáticos que envolvem os ganhos estáticos inerentes ao conversor, assim como os esforços elétricos aos quais os componentes atuantes na topologia serão submetidos quando operando em MCC. Este detalhamento matemático servirão como ferramenta para o dimensionamento do protótipo a ser montado e serão validados com os resultados experimentais conseguidos através do mesmo.

Ainda no capítulo, foram expostas e detalhadas as etapas de funcionamento da topologia operando em seus dois sentidos de fluxo de potência SD e SI atuando nos modos de condução contínuo e descontínuo.

## 4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DO CONVERSOR

Este capítulo propõe validar através de simulações as análises e deduções matemáticas feitas para o conversor em estudo nos dois sentidos de operação (direto e inverso). Desta forma serão apresentadas as principais formas de ondas das tensões e correntes em vários componentes, todas dentro da faixa de operação da razão cíclica especificadas nos tópicos seguintes.

Para efetuar as simulações será utilizado o programa ORCAD versão 17.2 e serão considerados como ideais todos os elementos presentes no circuito, assim como a inexistência da indutância de dispersão.

### 4.1 Simulação do fluxo de potência no sentido direto em MCC

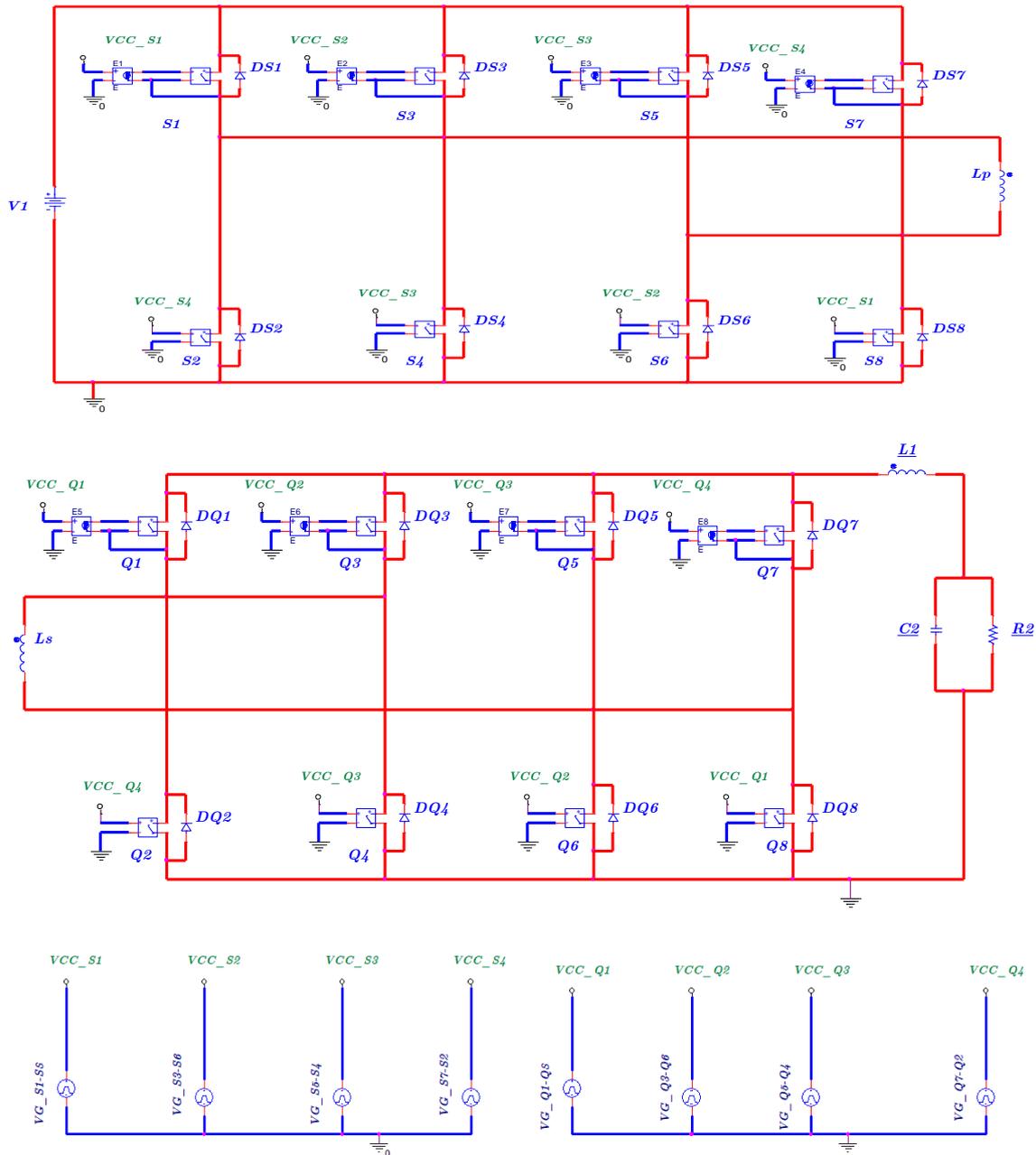
Para a obtenção das formas de ondas necessárias através da simulação, foi montado o circuito de potência representado na Tabela 1, incluindo o sistema de acionamentos dos semicondutores. Vale ressaltar que o sequenciamento de comutação neste sentido foi demonstrado na Figura 2. A simulação será realizada no modo de condução contínuo e considerando as especificações e considerações de projetos apresentadas na Tabela 1. No próximo tópico serão apresentados os resultados.

Tabela 1 - Especificações e consideração do projeto no sentido direto em MCC

<b>Especificações de projeto</b>	
Potência de saída ( $P_2$ )	2,5 kW
Tensão de entrada ( $V_1$ )	380 V
Tensão de saída ( $V_2$ )	180 V
<b>Considerações de projeto</b>	
Razão cíclica	0,12
Ondulação de corrente no indutor ( $I_{L1}$ )	13%
Ondulação de tensão na carga ( $V_2$ )	1%
Relação de transformação ( $n_T$ )	1:1
Frequência de comutação ( $f_s$ )	25 kHz
Resistência da carga ( $R_2$ )	13 $\Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 70 - Circuito de simulação no sentido direto



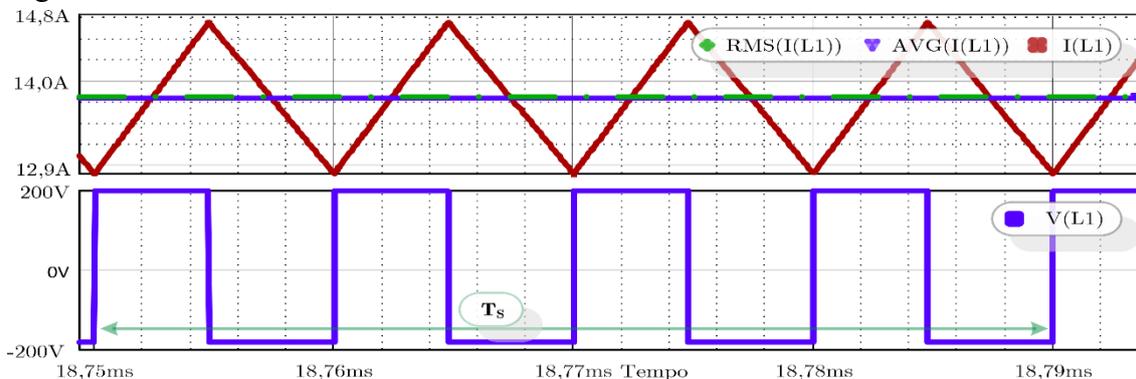
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.1 Simulação com a razão cíclica operando na faixa $0 < D < 0,25$

Após simulação com razão cíclica de 0,12 é conhecido as formas de onda de corrente e tensão sobre o indutor L1, como mostra a Figura 71. Nela é possível verificar a ondulação de IL1 e o seu valor médio. É importante destacar que em nenhum momento IL1 se iguala a zero, comprovando assim que o conversor está operando no modo de condução contínuo. Ainda na Figura 71 é apresentado os níveis

de tensão instantâneas no indutor quando o mesmo está acumulando carga e em seguida descarregando.

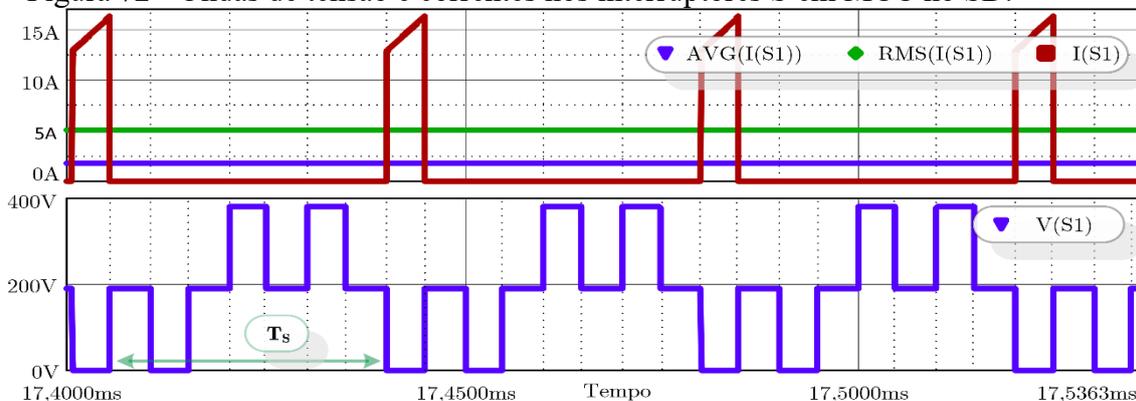
Figura 71 - Ondas de tensão e correntes no indutor  $L_1$  no MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 72 expõe os valores instantâneos de tensão e corrente sobre os interruptores S, além do valor médio e eficaz de corrente. O comportamento de  $V_{S1}(t)$  plotado abrange os interruptores conectados em série com a mesma e ainda seus respectivos interruptores em paralelos, as formas de ondas dos interruptores restantes ocorrerá de forma idêntica, mas em momentos diferentes. Outro fato é que cada interruptor será submetido aos valores de correntes instantâneas de  $I_1$  em sua totalidade, já que não há divisão de corrente nos interruptores S neste sentido de operação. Em relação a tensão, o semicondutor terá uma diferença de potencial - DDP de valor igual a  $V_1$  quando não houver condução em nenhuma dos interruptores em paralelo, terá 50% de  $V_1$  quando todas os interruptores estiveram abertos e será zero quando um dos dois semicondutores em paralelo conduzir.

Figura 72 - Ondas de tensão e correntes nos interruptores S em MCC no SD.



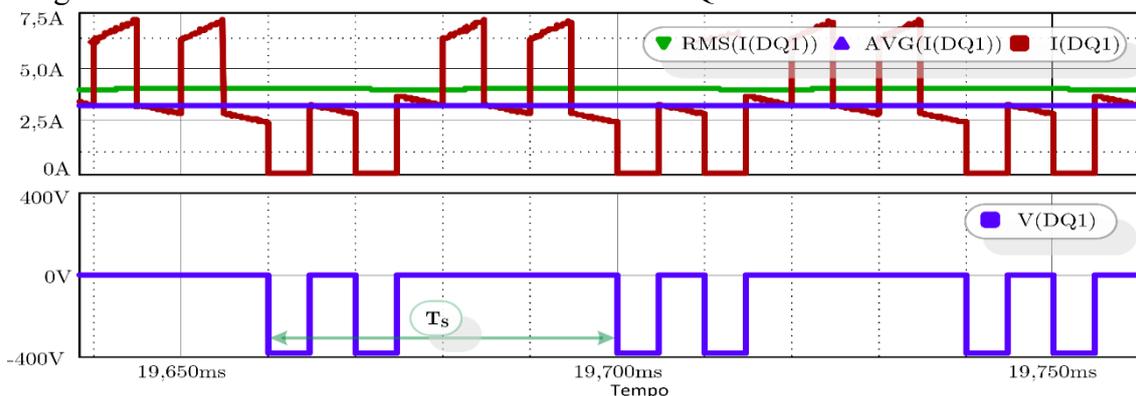
Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste sentido de operação os diodos intrínsecos dos interruptores Q têm a função de retificar a corrente induzida no secundário do transformador, sendo que dependendo da polaridade da tensão induzida um diferente grupo de diodos conduzem, além de fornecer caminho para o indutor devolver a energia acumulada. Assim os diodos são submetidos a dois níveis de correntes instantâneas: a metade de  $i_2(t)$  que é quando o indutor carrega e a  $1/4$  de  $i_2(t)$  que é durante o descarregamento de  $L_1$ . A Figura 73 mostra o que foi relatado, os valores médios e RMS e a tensão sobre Q.

Quando os diodos de Q estão conduzindo não há diferença de potencial sobre os mesmos, porém quando passam a não mais conduzir, a tensão sobre eles é igual a  $V_1$  refletido pelo secundário do transformador, momento em que ficam polarizado reversamente.

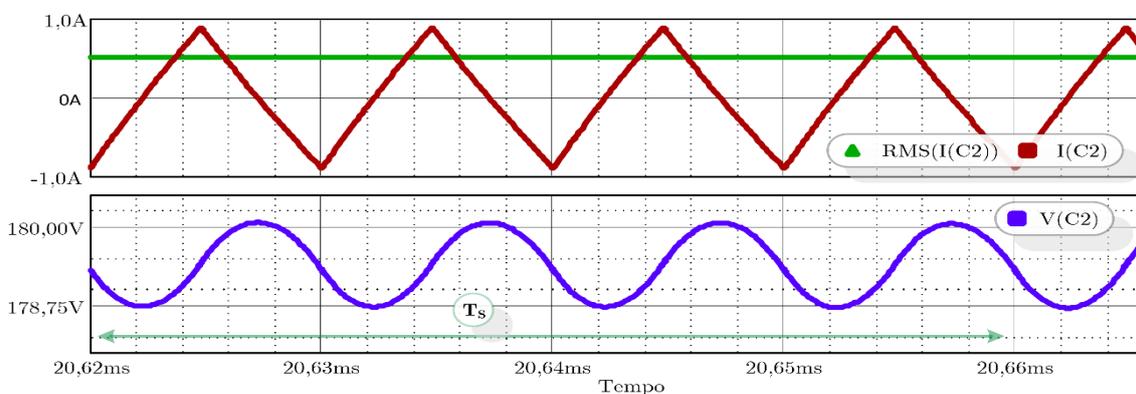
Na Figura 74 são expostos o comportamento da tensão e corrente instantânea e eficaz sobre  $C_2$ , nela é possível verificar a variação de tensão, que é a mesma da carga, e confirmar se permanece dentro do limite estabelecido no projeto.

Figura 73 - Ondas de tensão e correntes nos diodos Q em MCC no SD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

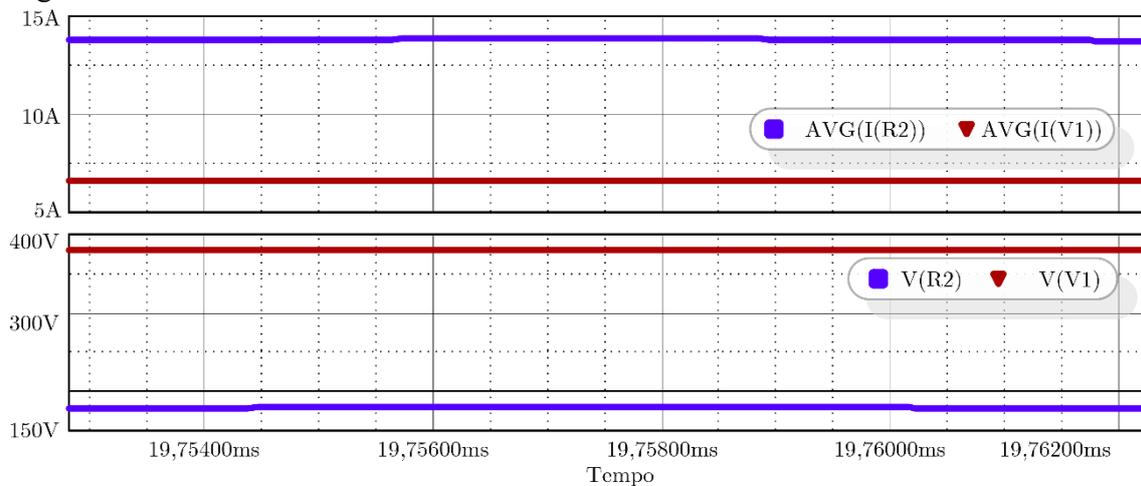
Figura 74 - Ondas de tensão e corrente no capacitor  $C_2$  em MCC no SD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 75 exibe as tensões e correntes de entrada e saída do conversor, nela é possível comprovar o ganho do conversor, além da sua natureza contínua na saída com valor de aproximadamente 180 V e 13,8 A. Ainda sobre a figura em questão, é possível destacar que a potência fornecida na entrada é a mesma consumida pela carga, isso se deve pelo fato, já especificado anteriormente, que a análise do conversor é de forma idealizada.

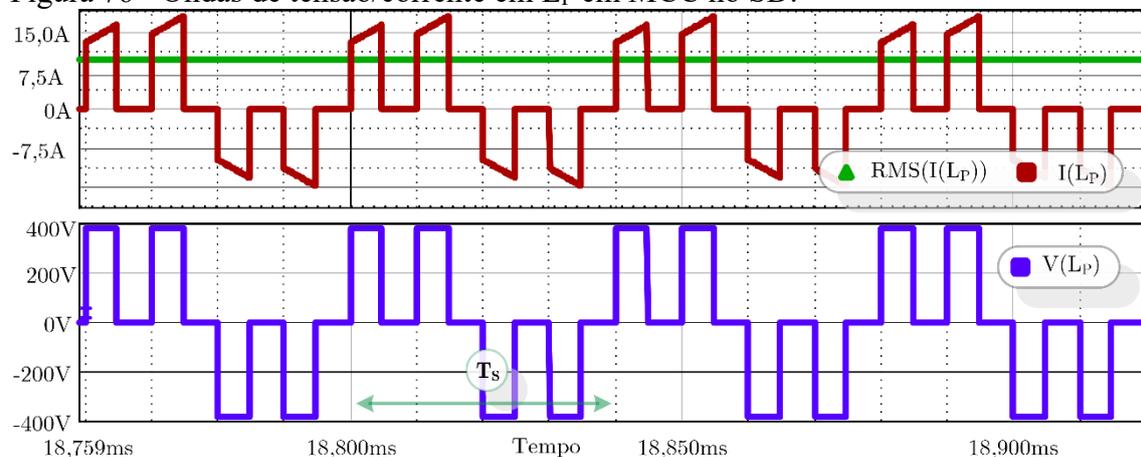
Figura 75 - Ondas de tensão/corrente de entrada e saída em MCC no SD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como o transformador tem a relação de transformação unitária as formas de onda em ambos os enrolamentos serão idênticas, tanto em forma quanto em amplitude. A Figura 76 apresenta as formas de ondas da corrente eficaz e tensão sobre o enrolamento  $L_P$  do conversor.

Figura 76 - Ondas de tensão/corrente em  $L_P$  em MCC no SD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.2 Comparação entre os valores calculados e simulados sentido direto em MCC

Para verificar as deduções matemáticas, dimensionamentos de componentes e resultados obtidos, é importante compará-los com os valores encontrados via simulação, isto viabiliza análise e facilita verificar quaisquer possíveis distorções de valores que possam ter ocorrido. Partindo deste pressuposto foi criada a Tabela 2 que, de forma simples, apresenta os resultados obtidos através das duas situações (calculada e simulada).

Tabela 2 - Valores calculados e simulados no sentido direto no MCC

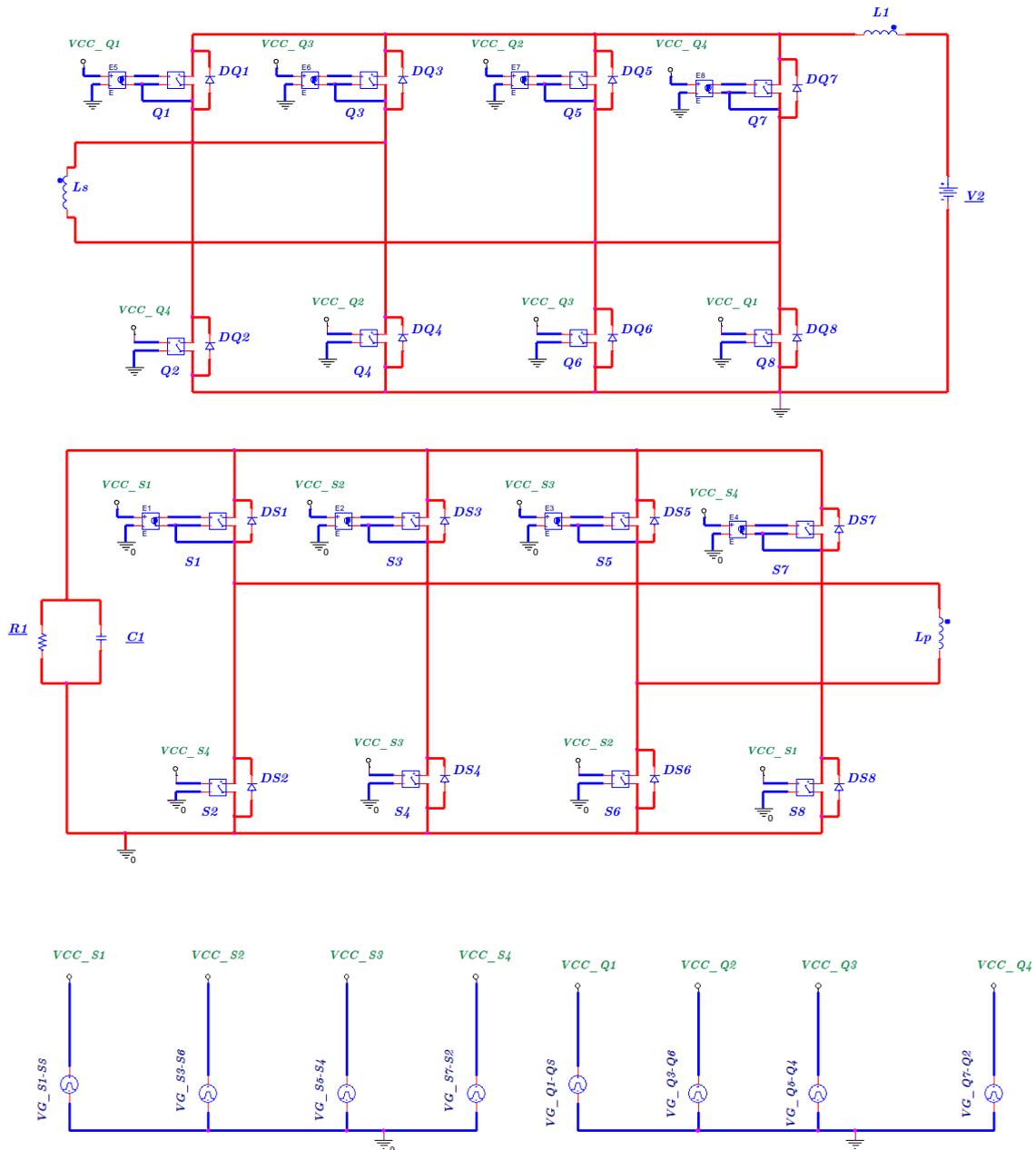
<b>Parâmetros</b>	<b>Valores calculados</b>	<b>Valores simulados</b>	<b>Erro em %</b>
Potência de saída (P <sub>2</sub> )	2,5 kW	2,503kW	0,12
Tensão de saída (V <sub>2</sub> )	182,4 V	182,42V	0,01
Corrente média I <sub>L1</sub>	13,7 A	13,71 A	0,07
Corrente RMS I <sub>L1</sub>	13,7 A	13,72 A	0,14
Tensão máxima em S	380 V	379,99 V	0,002
Tensão máxima em D <sub>Q</sub>	380 V	379,09 V	0,23
Corrente média em S	1,64 A	1,78 A	08
Corrente eficaz em S	4,74 A	5,12 A	08
Corrente média em D <sub>Q</sub>	3,42 A	3,23 A	05
Corrente eficaz em D <sub>Q</sub>	4,16 A	3,99 A	04
Tensão média em C <sub>2</sub>	182,4 V	182,42 V	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.2 Simulação do fluxo de potência no sentido inverso

Neste tópico serão apresentados os resultados e formas de ondas obtidos com a utilização do simulador já citado, porém, devido a bidirecionalidade do conversor, o fluxo de energia aqui trabalhada será o inverso do adotado na seção anterior. O circuito de potência e de acionamento dos semicondutores estão representado na Figura 77. Merece destaque que os pulsos para acionamentos dos interruptores são diferentes aos usados no sentido direto e que a mesma está presente na Figura 52.

Figura 77 - Circuito de simulação no sentido inverso



Fonte: Elaborada pelo autor.

A simulação será realizada no modo de condução contínuo e considerando as especificações e considerações de projetos apresentadas na Tabela 3. Como pode ser observado abaixo foram mantidas as mesmas especificações para a simulação no sentido inverso, porém por conta do nível de tensão  $V_1$  é necessário um redimensionamento do resistor, que emula a função da carga, para que seja atingido o nível de potência desejado.

Tabela 3 - Especificações e consideração do projeto no sentido inverso

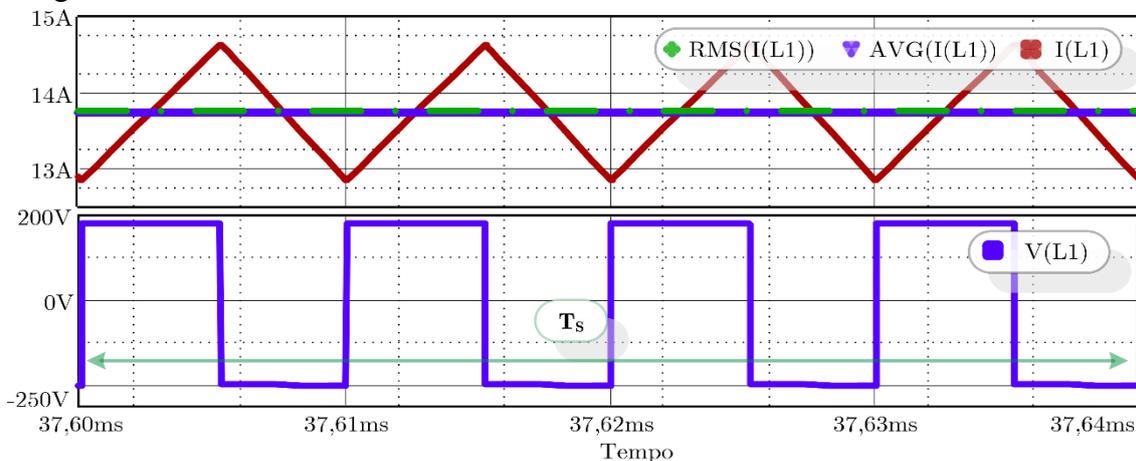
Especificações de projeto	
Potência de saída ( $P_1$ )	2,5 kW
Tensão de entrada ( $V_2$ )	180 V
Tensão de saída ( $V_1$ )	380 V
Considerações de projeto	
Razão cíclica	0,382
Ondulação de corrente no indutor ( $I_{L1}$ )	13%
Ondulação de tensão na carga ( $V_2$ )	1%
Relação de transformação ( $n_T$ )	1
Frequência de comutação ( $f_s$ )	25kHz
Resistência da carga ( $R_1$ )	57,7 $\Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.2.1 Simulação com a razão cíclica operando na faixa $0,25 < D < 0,50$ .

Neste sentido de fluxo de energia foi adotado o valor de  $D$ , conforme Tabela 3, para chegar ao nível de tensão requerido na carga, com isso os resultados apresentados estão atrelados a esta razão cíclica. A figura 78 traz as formas de onda da tensão e corrente instantânea que estão atuando sobre  $L_1$ , valor médio e eficaz da corrente, além de apresentar os níveis de tensão instantâneas no indutor. Pelo fato da conexão em série do indutor com a fonte  $V_2$ , a corrente que circula por ambos é igual.

Figura 78 - Ondas de tensão e correntes no indutor  $L_1$  em MCC no SI.

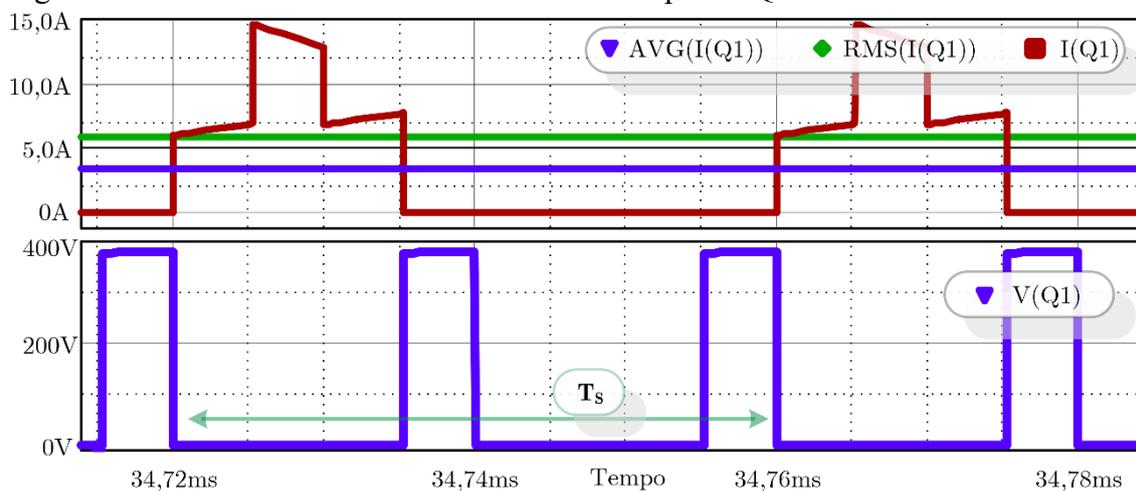


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 79 expõe os valores instantâneos de tensão e corrente sobre os interruptores Q e seus respectivos comportamentos dentro do intervalo  $T_s$ . A forma de onda  $i_Q(t)$  demonstra que seus valores variam de acordo com três situações, assim cada interruptor intercala 100%, 50% e 0% (não conduz) da corrente instantânea  $i_2(t)$  em cada período. A figura expõe os valores médio e eficaz a qual os interruptores são submetidos.

Em relação a tensão é exposto que a situação mais crítica é quando nenhum dos interruptores que estão em paralelo estão conduzindo, sendo submetida ao valor de  $V_1$  durante estes momentos.

Figura 79 - Ondas de tensão e correntes nos interruptores Q em MCC no SI

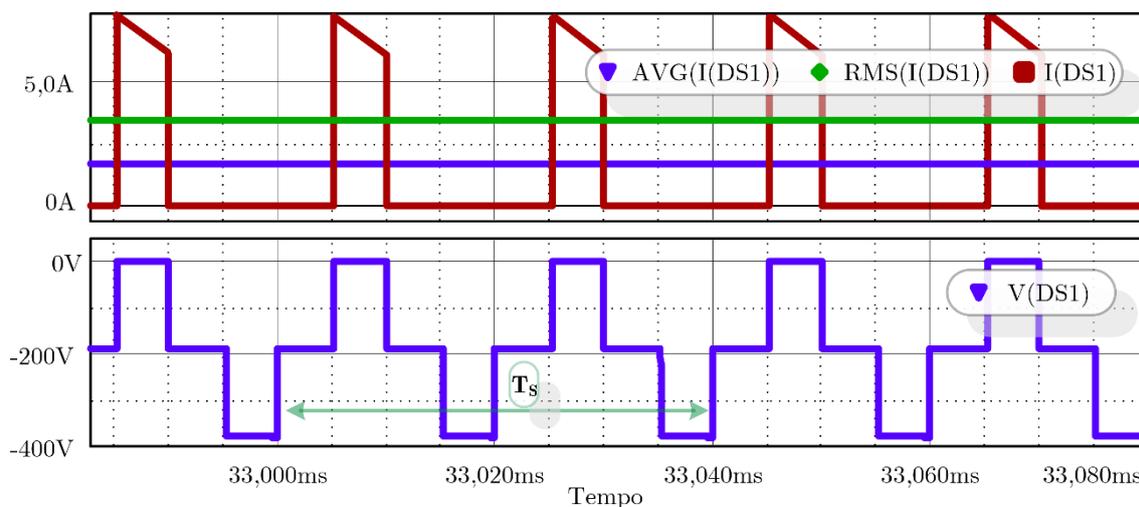


Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste sentido de operação os diodos intrínsecos aos interruptores S têm a função de retificar a corrente induzida em  $L_P$  pelo transformador, sendo que dependendo da polaridade da tensão induzida um diferente grupo de diodos entra em estado de condução. Como existe um paralelismo entre cada grupo de  $D_S$ , estes estão sujeitos a apenas metade da corrente instantânea da carga, fato que se repete duas vezes a cada  $T_s$ . A Figura 80 mostra o comportamento instantâneo da corrente circulante nos diodos D, além de seus valores médio e RMS.

A polarização reversa destes diodos ocorre quando o outro grupo de diodos estão em condução, assim estes são submetidos a mesma tensão que  $V_1$ . Nas etapas que nenhum diodo está conduzindo a DDP em cada  $D_S$  é apenas a metade de  $V_1$ .

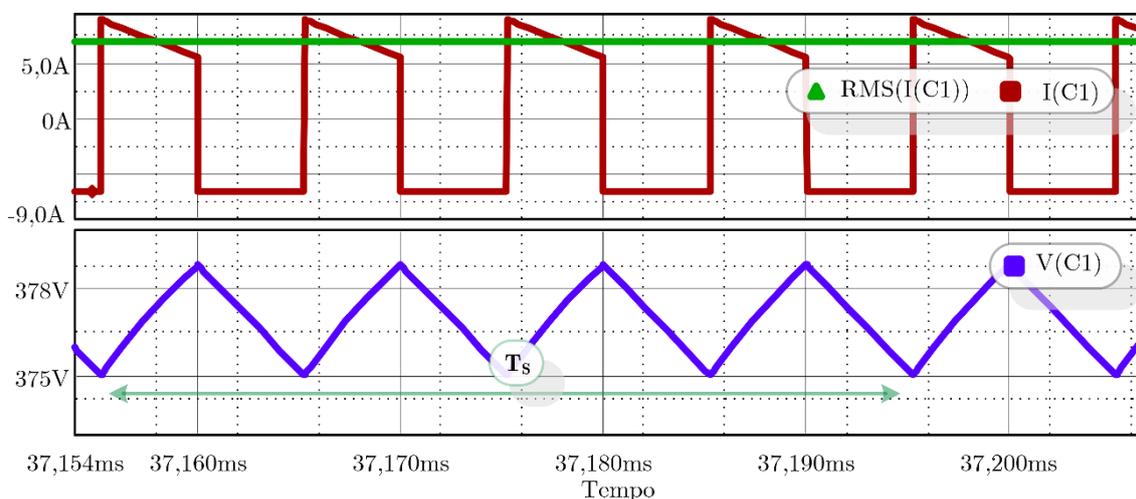
Figura 80 - Ondas de tensão e correntes nos diodos S em MCC no SI.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O capacitor atua no circuito de forma cíclica, alternando entre absorver e entregar energia, sendo que em algumas etapas  $C_1$  é responsável em manter os níveis de energia requeridas pela carga. O Comportamento citado está apresentado na Figura 81, onde é demonstrado os esforços elétricos ao qual o capacitor é submetido.

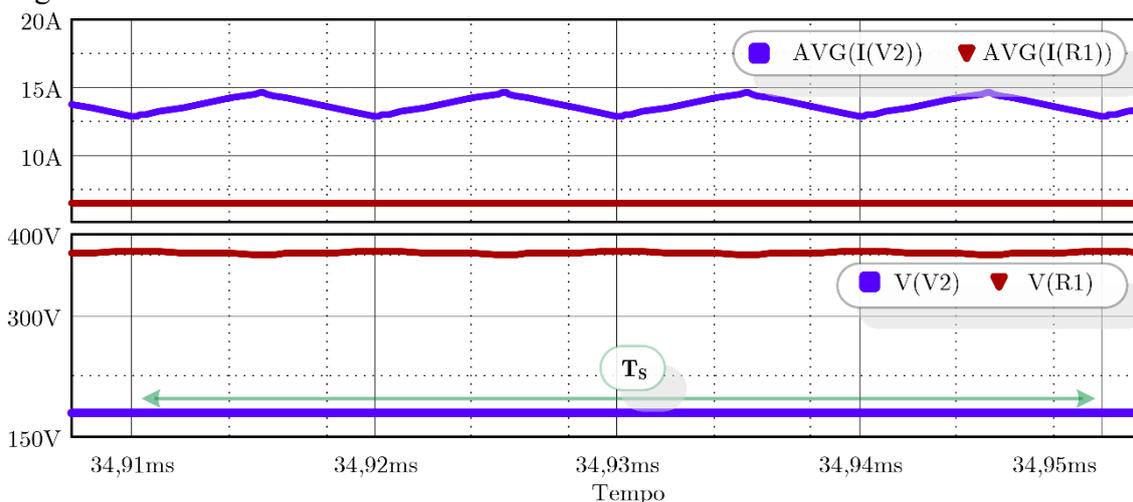
Figura 81 - Ondas de tensão e corrente em  $C_1$  em MCC no SI.



Fonte: Elaborada pelo autor.

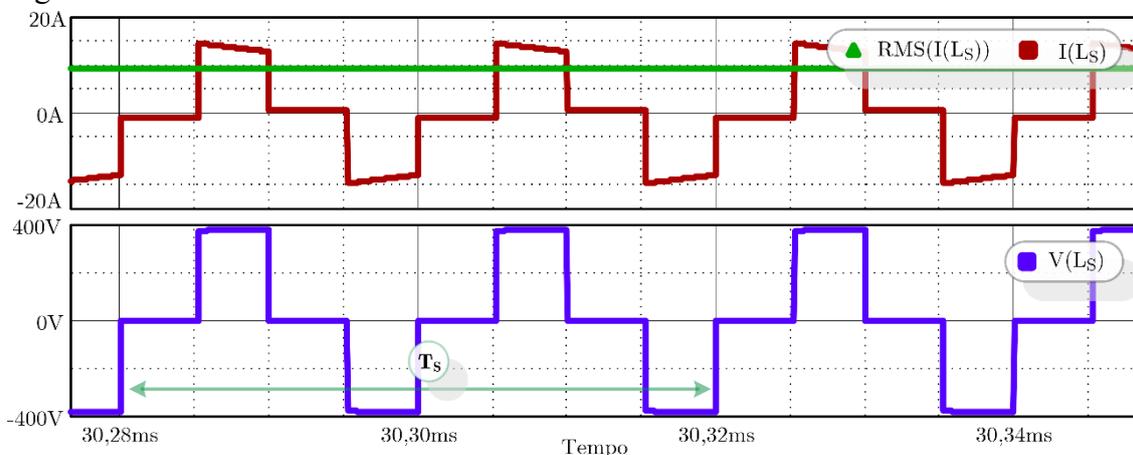
A Figura 82 mostra um comparativo entre os valores de tensão e corrente elétrica obtidos na fonte ( $V_2$ ) e na carga ( $R_1$ ), sendo possível verificar o ganho do conversor na simulação.

Figura 82 - Ondas de tensão de entrada e saída em MCC no SI



Fonte: Elaborada pelo autor.

O transformador apresenta as formas de onda em ambos os enrolamentos idênticas devido a relação de transformação unitária. A Figura 83 apresenta as formas de ondas da corrente eficaz e tensão sobre o enrolamento  $L_S$  do conversor.

Figura 83 - Ondas da tensão e corrente em  $T_R$  em MCC no SI

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.2.2 Comparação entre os valores calculados e simulados sentido inverso

Assim como feito no sentido direto, é apresentado a Tabela 4 que permite comparação entre os valores calculados e simulados do conversor, além de exibir os níveis atingidos das principais grandezas elétricas da topologia.

Tabela 4 - Valores calculados e simulados no sentido inverso em MCC

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores calculados</b>	<b>Valores simulados</b>	<b>Erro em %</b>
Potência de saída ( $P_1$ )	2,5 kW	2,53 kW	1,2
Tensão de saída ( $V_1$ )	381,35 V	383,4 V	2,5
Corrente média $I_{L1}$	13,8 A	14,15 A	2,5
Corrente RMS $I_{L1}$	13,8 A	14,16A	2,6
Tensão máxima em Q	381,35 V	387 V	1,4
Tensão máxima em $D_S$	381,35V	382,2V	0,2
Corrente média em Q	3,48 A	3,56A	2,2
Corrente eficaz em Q	5,95 A	6,1 A	2,5
Corrente média em $D_S$	1,64 A	1,65 A	0,6
Corrente eficaz em $D_S$	3,38 A	3,47 A	2,6
Tensão máxima em $C_1$	381,35 V	385,3V	01

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.3 Considerações finais

Neste capítulo foi possível observar os resultados atingidos pela topologia através de simulações em ambos os sentidos de fluxo de potência e atuando em modo de condução contínuo. Assim, através das figuras exibidas, foram apresentados os comportamentos das tensões e correntes elétrica aos quais os elementos da topologia foram submetidos.

Ao final de cada tópico das simulações foram apresentadas tabelas que auxiliam na comparação de forma mais direta os valores atingidos via simulação aos encontrados matematicamente nos capítulos anteriores. Assim foi possível validar os resultados calculados, já que os valores obtidos são bem próximos aos valores encontrados nas simulações.

## 5 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PARA IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os cálculos utilizados para os dimensionamentos dos componentes pertencentes a topologia, além das perdas inerentes aos elementos a serem utilizados. O dimensionamento terá como premissa valores especificados que serão demonstrados a frente.

### 5.1 Sentido direto em MCC

O dimensionamento dos componentes serão especificados com base na Tabela 5, que são os valores adotados para o projeto e implementação, assim possibilitando a comparação dos resultados teóricos e práticos.

Tabela 5 - Especificação de projeto em MCC no SD

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Potência de saída ( $P_2$ )	2,5 kW
Tensão de entrada ( $V_1$ )	380 V
Tensão de saída ( $V_2$ )	180 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	25 kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_{C2}$ )	1% $V_2$
Ondulação da corrente em $L_1$ ( $\Delta I_{L1}$ )	13% $I_{L1}$
Relação de transformação ( $n_T$ )	1

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 5.1.1 Cálculos preliminares

A razão cíclica adotada é apresentada com o auxílio da expressão (119), que advém do ganho do conversor no MCC.

$$D = \frac{V_2}{4n_T \cdot V_1} = \frac{180V}{4 \cdot 1 \cdot 380V} = 0,12 \quad (119)$$

As equações (120) e (121) possibilitam encontrar respectivamente a

corrente de saída  $I_2$  e o valor equivalente de carga.

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{2,5 \text{ kW}}{180 \text{ V}} = 13,88 \text{ A} \quad (120)$$

$$R_2 = \frac{V_2^2}{P_2} = \frac{180 \text{ V}^2}{2,5 \text{ kW}} = 13 \Omega \quad (121)$$

Em (122) é calculado o período  $T_s$  do conversor, como segue:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{25 \text{ kHz}} = 40 \mu\text{s} \quad (122)$$

### 5.1.2 Projeto do indutor $L_1$

Aqui serão apresentados os cálculos dos parâmetros relacionados com o indutor utilizado na topologia. Vale destacar que algumas fórmulas ou relações já foram apresentadas anteriormente e que aqui serão utilizadas.

#### 5.1.2.1 Cálculo da indutância

Para encontrar o valor da indutância atrelada a  $L_1$  foi necessário fazer uso da expressão (22) já detalhada anteriormente. Em (123) é mostrado o referido cálculo.

$$L_1 = \frac{1 - 4D}{4} \cdot \frac{V_2}{13\% \cdot I_2 \cdot f_s} = \frac{1 - 4 \cdot 0,12}{4} \cdot \frac{180 \text{ V}}{0,13 \cdot 13,88 \text{ A} \cdot 25 \text{ kHz}} = 532 \mu\text{H} \quad (123)$$

#### 5.1.2.2 Esforços de corrente em $L_1$

Para o dimensionamento físico do indutor é necessário descobrir a corrente elétrica média que o mesmo será submetido, deste modo, a equação (52) é utilizada como apresentado em (124).

$$I_{L1_{med}} = I_{L1_{ef}} = I_2 = 13,88A \quad (124)$$

A máxima corrente instantânea que circula por  $L_1$  é calculada logo abaixo, em (125).

$$I_{L1_{máx}} = I_2 + \frac{13\% \cdot I_2}{2} = 13,88A + \frac{0,13 \cdot 13,88A}{2} = 14,78A \quad (125)$$

### 5.1.2.3 Projeto físico do indutor $L_1$

Foi utilizado o núcleo modelo 77337A7 da fabricante MAGNETICS para a montagem do induto  $L_1$ , desta forma a Figura 84 apresenta informações associadas ao modelo do núcleo e que serão utilizadas para encontrar a quantidade de voltas necessárias de  $L_1$ .

Figura 84 - Permeabilidade e fator de indutância referente ao núcleo.

Kool M $\mu$ Permeability ( $\mu$ )	$A_L$ (nH/T <sup>2</sup> )	Core Marking			Coating Color
		Lot Number	Part Number	Inductance Grade	
26	68 $\pm$ 8%	XXXXXX	77337A7	N/A	Black

Fonte: MAGNETICS.

Aplicando o valor do fator de indutância  $A_L$  (mínimo) na equação (126) é conhecido o valor máximo da quantidade de voltas do condutor em torno do núcleo, como pode ser visto em (127).

$$N_{voltas_{max}} = \sqrt{\frac{L_1}{A L_{min}}} \quad (126)$$

$$N_{espiras} = \sqrt{\frac{530 \mu H}{(68 - 68 \cdot 8\%) \cdot nH}} = 92 \text{ Espiras} \quad (127)$$

A área do condutor necessário para suportar a corrente ( $I_{L1}$ ) de projeto é

calculada em (128), considerando uma densidade de corrente ( $J_{\max}$ ) de  $500 \text{ A/cm}^2$ .

$$S_{L1} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} = \frac{13,88 \text{ A}}{500 \text{ A/cm}^2} = 0,028 \text{ cm}^2 \quad (128)$$

A profundidade de penetração e o diâmetro máximo do fio de cobre para  $100 \text{ }^\circ\text{C}$  são obtidos em (129) e (130), respectivamente. O valor de 7,5 é uma constante adota para encontrar o valor máximo do diâmetro do fio devido ao efeito Skin.

$$\Delta_{L1} = \frac{7,5}{\sqrt{4 \cdot f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{4 \cdot 25 \text{ kHz}}} = 0,0237 \text{ cm} \quad (129)$$

$$d_{L1} = 2 \cdot \Delta_{L1} = 0,047 \text{ cm} = 0,47 \text{ mm} \quad (130)$$

O condutor é escolhido tendo como limite o valor encontrado em (130), assim a Tabela 6 apresenta as características físicas do condutor selecionado.

Tabela 6 - Características do fio escolhido para montar  $L_1$

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Condutor em AWG	26
Área do condutor	$0,128 \text{ mm}^2$
Resistência do condutor $R_{26\text{AWG}}$	$0,133 \text{ } \Omega/\text{m}$
Diâmetro do condutor	$0,408 \text{ mm}$

Fonte: Tabela de fabricante.

Utilizando o valor da área do fio AWG26 é calculado a quantidade de fios em paralelo que formaram o condutor a compor o indutor  $L_1$ , como mostra (131).

$$n_{L1_{par}} = \frac{S_{L1}}{S_{AWG26}} = \frac{2,7 \text{ mm}^2}{0,128 \text{ mm}^2} = 22 \text{ condutores} \quad (131)$$

O comprimento total do condutor é calculado com o auxílio da Figura 85 que fornece o comprimento médio de uma espira em relação ao fator de ocupação do

enrolamento utilizado. Através da expressão (132) é encontrado o comprimento total do condutor considerando um fator de ocupação ( $k_w$ ) de 50%.

Figura 85 - Comprimento médio da espira em relação ao fator de ocupação

Winding Length Per Turn			
Winding Factor	(mm)	Winding Factor	(mm)
0%	110	40%	150
20%	130	45%	156
25%	135	50%	162
30%	139	60%	173
35%	145	70%	187

Fonte: MAGNETICS

$$l_{AWG26} = L_{med_{esp}} \cdot n_{L1_{par}} \cdot n_{espiras} \quad (132)$$

$$l_{AWG26} = 162 \text{ mm} \cdot 22 \cdot 92 = 329 \text{ m}$$

A área da janela ocupada pela bobina é encontrada em (133) e será relacionada com a área da janela do núcleo em (134), desta forma é calculado o real fator de ocupação do indutor  $L_1$ .

$$A_{w_{cobre}} = \frac{N_{volts} \cdot N_{L1_{par}} \cdot S_{L1}}{k_w} = \frac{92 \cdot 22 \cdot 0,12 \text{ mm}^2}{0,5} = 485,76 \text{ mm}^2 \quad (133)$$

A área da janela do núcleo foi coletada através do catalogo do fabricante, assim a Figura 86 apresenta um trecho do catalogo onde contém a informação que será utilizada em (134) para encontrar o efetiva ocupação da área do núcleo pelo enrolamento.

Figura 86 - Características físicas do núcleo de L<sub>1</sub>

Physical Characteristics	
Window Area	4,710 mm <sup>2</sup>
Cross Section	678 mm <sup>2</sup>
Path Length	324 mm
Volume	220,000 mm <sup>3</sup>

Fonte: MAGNETICS.

$$K_{U_L} = \frac{A_{w_{cobre}}}{A_{w_{carretel}}} = \frac{485,76 \text{ mm}^2}{4710 \text{ mm}^2} = 0,1 \quad (134)$$

#### 5.1.2.4 Cálculo de perdas no indutor L<sub>1</sub>

As perdas no indutor L<sub>1</sub> são constituídas por uma parcela referente a energia dissipada no enrolamento do indutor, conhecida como perda no cobre, somada a outra parcela de perdas associadas ao núcleo, conhecida como perdas no núcleo. Neste tópico serão calculadas as perdas inerentes a L<sub>1</sub>.

##### 5.1.2.4.1 Perdas no cobre L<sub>1</sub>.

As perdas no cobre estão ligadas a resistência elétrica do condutor utilizado, assim com o auxílio da equação (135) e a Tabela 6, é encontrado o valor resistência elétrica total do condutor que será usada na expressão (136), para assim chegarmos a potência dissipada no enrolamento. Sendo  $\rho_{AWG26}$  a resistividade do condutor escolhido.

$$R_{L1} = \frac{R_{26AWG} \cdot l_{med_{esp}} \cdot n_{L1}}{n_{L1_{par}}} = \frac{0,00133 \Omega / cm \cdot 16,2cm \cdot 92}{22} = 0,09 \Omega \quad (135)$$

$$P_{cobre_{L1}} = R_{L1} \cdot \left( I_{L1_{ef}} \right)^2 = 0,09 \Omega \cdot 13,88 A^2 = 17,33 W \quad (136)$$

#### 5.1.2.4.2 Perdas no núcleo L<sub>1</sub>

As perdas geradas pelo núcleo estão relacionadas com o comportamento do fluxo magnético dentro do material e sua totalidade advém da soma das perdas por histerese e perdas por correntes parasitas. A equação (137) possibilita calcular o valor das perdas totais associadas ao núcleo utilizado e para isso são utilizadas as constantes  $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $c$  fornecidas pelo fabricante, além de  $B_{pk}$  que equivale à metade da variação do fluxo magnético CA.

$$P_{L1} = k \cdot B_{pk}^{\alpha} f^{\beta} \quad (137)$$

Em (138) é apresentada a expressão para calcular o fluxo densidade de fluxo magnético máximo e mínimo, o que possibilita encontrar  $B_{pk}$ . Sendo que as constantes utilizadas na expressão são fornecidas pelo fabricante do núcleo.

$$B_{L1} = \left[ \frac{a + b \cdot H + c \cdot H^2}{1 + d \cdot H + e \cdot H^2} \right]^x \quad (138)$$

A Tabela 7 apresenta os valores das constantes que serão utilizadas para o cálculo das perdas no núcleo.

Tabela 7 - Valores das constantes do núcleo de L<sub>1</sub>

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
$\alpha$	1,774
$\beta$	1,46
$k$	45,48
$a$	$1,008 \cdot 10^{-1}$
$b$	$1,452 \cdot 10^{-2}$
$c$	$7,846 \cdot 10^{-4}$
$d$	$1,035 \cdot 10^{-1}$
$e$	$7,573 \cdot 10^{-4}$
$x$	1,754
$l_e$	324mm <sup>2</sup>
$a_e$	678mm <sup>2</sup>

Fonte: MAGNETICS.

Para encontrar o valor da variação da densidade de fluxo magnético no núcleo é necessário calcular os valores do campo magnético máximo e mínimo, que estão apresentados, sucessivamente, em (139) e (140). Onde  $le$  é o caminho magnético inerente ao núcleo.

$$H_{L1ACmáx} = \frac{n_{L1}}{le} \cdot \left( I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1} \cdot I_{L1}}{2} \right) \quad (139)$$

$$H_{L1ACmáx} = \frac{92}{324mm} \cdot \left( 13,88A + \frac{13\% \cdot 13,88A}{2} \right) = 41 A / cm$$

$$H_{L1ACmin} = \frac{n_{L1}}{le} \cdot \left( I_{L1med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \quad (140)$$

$$H_{L1ACmin} = \frac{92}{324mm} \cdot \left( 13,88A - \frac{13\% \cdot 13,88A}{2} \right) = 36 A / cm$$

Aplicando os valores máximos e mínimos do campo magnético na equação (138) é calculado os valores máximos e mínimos da densidade de fluxo magnético conforme apresentado nas equações (141) e (142).

$$B_{L1AC.máx} = \left( \frac{a + b \cdot H_{L1ACmáx} + c \cdot H_{L1ACmáx}^2}{1 + d \cdot H_{L1ACmáx} + e \cdot H_{L1ACmáx}^2} \right)^x = \left( \frac{1,008 \cdot 10^{-1} + 1,452 \cdot 10^{-2} \cdot 41,9 A / cm^2 + 7,846 \cdot 10^{-4} \cdot 41,9^2 A / cm^2}{1 + 1,035 \cdot 10^{-1} \cdot 41,9 A / cm^2 + 7,573 \cdot 10^{-4} \cdot 41,9^2 A / cm^2} \right)^{1,754} \quad (141)$$

$$B_{L1AC.máx} = 1,014 T$$

$$B_{L1AC.min} = \left( \frac{a + b \cdot H_{L1ACmin} + c \cdot H_{L1ACmin}^2}{1 + d \cdot H_{L1ACmin} + e \cdot H_{L1ACmin}^2} \right)^x \rightarrow$$

$$\rightarrow \left( \frac{1,008 \cdot 10^{-1} + 1,452 \cdot 10^{-2} \cdot 36,8 \text{ A/cm} + 7,846 \cdot 10^{-4} \cdot 36,8^2 \text{ A/cm}^2}{1 + 1,035 \cdot 10^{-1} \cdot 36,8 \text{ A/cm} + 7,573 \cdot 10^{-4} \cdot 36,8^2 \text{ A/cm}^2} \right)^{1,754} \quad (142)$$

$$B_{L1AC.min} = 1,007 \text{ T}$$

Assim, utilizando os valores máximos e mínimos de  $B_{L1}$  é encontrado o valor de  $B_{pk}$  conforme mostra (143).

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{ACmax} - B_{ACmin}}{2} = \frac{1,014 - 1,007}{2} = 3,5 \text{ T} \quad (143)$$

Agora, em posse de todas as informações, é calculado as perdas no núcleo de  $L_1$  como exibido em (144).

$$P_{L1} = k \cdot B_{pk}^\alpha \cdot f^\beta = \quad (144)$$

$$P_{L1} = 45,48 \cdot 0,0033 \text{ T}^{1,774} \cdot 4 \cdot 25 \text{ kHz}^{1,46} = 1,54 \text{ W/cm}^3$$

O valor encontrado em (144) expõe o quanto de potência elétrica é perdida por unidade de volume do núcleo, no caso  $\text{cm}^3$ , desta forma em (145) é considerado o volume do núcleo para encontrar o montante das perdas associadas ao mesmo.

$$P_{L1nuc} = P_{L1} \cdot l_e \cdot A_e \quad (145)$$

$$P_{L1nuc} = 1,54 \text{ W/cm}^3 \cdot 324 \text{ mm}^2 \cdot 678 \text{ mm}^2 = 338 \text{ mW}$$

Após calcular as duas partes das perdas em  $L_1$  a equação (146) determina o valor total das perdas inerentes ao indutor  $L_1$ .

$$P_{L1total} = P_{cobre} + P_{nuc} = 17,33 \text{ W} + 338 \text{ mW} = 17,67 \text{ W} \quad (146)$$

### 5.1.3 Projeto do transformador

Neste t3pico ser3 efetuado o dimensionamento f3sico do transformador (Tr) presente na topologia. Para isso ser3o calculados os esfor3os el3tricos ao qual o transformador ser3 submetido.

#### 5.1.3.1 Esfor3os de tens3o e corrente no transformador

O enrolamento  $L_P$  do transformador no sentido direto ser3 submetido ao n3vel de tens3o  $V_1$ , podendo mudar de polaridade devido 3 combina33o dos interruptores acionados. Para encontrar o valor da tens3o eficaz em  $L_P$  ser3 utilizada a equa33o (57) conforma demonstrado em (147).

$$V_{P_{ef}} = \frac{V_2}{2n_T} \cdot \sqrt{\frac{1}{D}} = \frac{180V}{2 \cdot 1} \cdot \sqrt{\frac{1}{0,12}} = 259,8V \quad (147)$$

Abaixo, 3 utilizada a express3o (59) para encontrar a corrente eficaz em  $L_P$  conforma c3lculo apresentado em (148). Vale destacar que como  $n_T$  3 igual a 1, os valores de tens3o e corrente em  $L_S$  s3o iguais aos valores encontrados em  $L_P$ .

$$I_{L_{P_{ef}}} = 2n_T \cdot I_2 \cdot \sqrt{D} = 2 \cdot 1 \cdot 13,88A \cdot \sqrt{0,12} = 9,5A \quad (148)$$

#### 5.1.3.2 Dimensionamento f3sico do transformador $T_R$

Aplicando a express3o (21) e isolando a vari3vel  $L_P$  em fun33o dos valores  $V_2$  e  $I_{L1}$ , obt3m-se a express3o (150) que possibilita calcular o valor da indut3ncia de  $L_P$ , e utilizando a equa33o (2) 3 chegado ao valor da indut3ncia no enrolamento  $L_S$ . Vale ressaltar que a equa33o (150) foi deduzida considerando o menor valor de frequ3ncia no qual  $T_R$  ser3 submetido, que no caso 3 operando no SD.

$$L_P = \frac{V_2}{4 \Delta I_{L1} \cdot I_{L1} \cdot f_S \cdot n_T^2} = \frac{180V}{4 \cdot 13\% \cdot 13,88A \cdot 25 kHz \cdot 1^2} = 1mH \quad (150)$$

$$L_S = n_T^2 \cdot L_p = 1^2 \cdot 1mH = 1mH \quad (151)$$

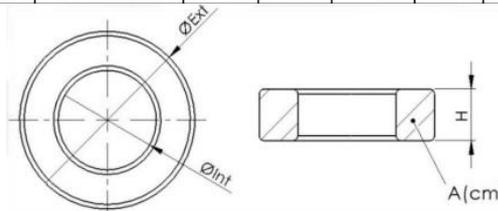
Para a execução do projeto é adotado o núcleo toroidal, modelo MMT139T6325 da fabricante MAGMATTEC. A seguir a Figura 87 apresenta os principais dados referente ao núcleo adotado.

Figura 87 - Dados do núcleo do transformador.

Características		139	
Permeabilidade Inicial		2100±25%	
Saturação da Densidade de Fluxo Magnético (mT)	25°C	490	
	100°C	390	
Densidade de Fluxo Remanescente (mT)	25°C	-	
	100°C	-	
Coercividade (A/m)	25°C	-	
	100°C	-	
Perdas no Núcleo (kW/m)	25KHz 200mT	25°C	-
		100°C	-
	100KHz 200mT	25°C	-
		100°C	<380
Resistividade Elétrica (Ω.m)		8,0	
Temperatura de Curie (°C)		>210	
Densidade (g/cm <sup>3</sup> )		4,8	

Produto	Código	AL (nH/esp <sup>2</sup> ) Tolerância = ±25%	Ø Ext (mm)	Ø Int (mm)	H (mm)	L (cm)	A (cm <sup>2</sup> )	V (cm <sup>3</sup> )	As (cm <sup>2</sup> )	Peso (g)
MMT139T6325	1.01.0102	5300	63,0	38,0	25,0	15,2	3,06	46,5	158,6	230



Fonte: Magmattec

Para encontrar o quantidade de espirar que irão compor  $L_p$  é necessário calcular o valor da tensão média sobre o enrolamento considerando o maior intervalo possível, que no sentido direto de operação é a metade de  $T_s$ , como apresentado em (152).

$$V_{med_{TR}} = \int_0^{T_s/2} V_1 dt = \frac{V_1 \cdot T_s}{2} \quad (152)$$

O fluxo magnético pode ser calculado em função da densidade de fluxo magnético que percorre determinada área de um núcleo, como em (153), desta forma aplicando-a na expressão da lei de Faraday (154) é possível calcular o valor de tensão em  $L_p$  em função da variação de densidade de fluxo magnético em um determinado intervalo de tempo e o quantidade de espiras, conforme (155).

$$\phi = B \cdot A_e \quad (153)$$

$$V(t) = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (154)$$

$$V(t) = N \cdot \frac{\Delta B \cdot A_e}{\Delta t} \quad (155)$$

Assim igualando as expressões (152) e (155) é deduzida a expressão (156) na qual é calculada o número de espiras que irão compor o enrolamento  $L_p$ .

$$n_{esp_p} = \frac{V_1}{4 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot f_S} = \frac{380V}{4 \cdot (2 \cdot 3,06 \cdot 10^{-4} m^2) \cdot 0,15 \cdot 25 kHz} = \quad (156)$$

$$n_{esp_p} = 42 \text{ espiras}$$

O número de espiras de  $L_s$  pode ser encontrado utilizando a relação de transformação  $n_T$  do transformador. Em (157) é demonstrado o cálculo para encontrar o número de espiras de  $L_s$ .

$$n_{esp_S} = \frac{n_{esp_P}}{n_T} = \frac{42 \text{ espiras}}{1} = 42 \text{ espiras} \quad (157)$$

Por conta do efeito pelicular faz-se necessário encontrar a profundidade de penetração das linhas de correntes elétricas no condutor a ser utilizado, desta forma

em (158) é calculado este dado. O diâmetro máximo a ser utilizado é calculado em (159).

$$\Delta_{TR} = \frac{7,5}{\sqrt{f_S}} = \frac{7,5}{\sqrt{25 \text{ kHz}}} = 0,47 \text{ mm} \quad (158)$$

$$d_{\max TR} = 2 \cdot \Delta_{TR} = 2 \cdot 0,047 \text{ cm} = 0,94 \text{ mm} \quad (159)$$

Considerando que os condutores usados nos enrolamentos primário e secundário serão compostos por fios de cobre de 22 AWG, a Tabela 8 apresenta as informações do fio utilizado.

Tabela 8 - Característica do fio escolhido para montar T<sub>R</sub>

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Condutor em AWG	22
Área do condutor	0,0034cm <sup>2</sup>
Resistência do condutor R <sub>22AWG</sub>	0,051Ω/m
Diâmetro	0,6438mm

Fonte: Tabela fabricante.

A área de cobre total ou a seção dos condutores de L<sub>P</sub> e L<sub>S</sub> são calculadas respectivamente em (160) e (161), estas informações são essenciais para encontrar a quantidade de condutores em paralelo em ambos os enrolamentos, como demonstrado em (162) e ()).

$$S_{PRI TR} = \frac{I_{P_{ef}}}{J_{\max TR}} = \frac{9,5 \text{ A}}{450 \text{ A / cm}^2} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (160)$$

$$S_{SEC TR} = \frac{I_{S_{ef}}}{J_{\max TR}} = \frac{9,5 \text{ A}}{450 \text{ A / cm}^2} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (161)$$

$$n_{pri\_par} = \frac{S_{PRI\_TR}}{S_{cob}} = \frac{0,021cm^2}{0,0034cm^2} = 7\text{condutor} \quad (162)$$

$$n_{SEC\_par} = \frac{S_{SEC\_TR}}{S_{cob}} = \frac{0,021cm^2}{0,0034cm^2} = 7\text{condutores} \quad (163)$$

Em (164) é calculado o comprimento médio de uma espira considerando os dados físicos do núcleo apresentado na Figura 87s e o fator de ocupação ( $F_{ocup}$ ) adotado.

$$l_{med\_esp.TR} = 2 \cdot \left[ \frac{(OE) - (OI)}{2} \right] + 2(H) + 4,5 \left[ \frac{\left( OI \cdot \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{F_{ocup}}{100}} \right) \right)}{2} \right]$$

$$l_{med\_esp.TR} = 2 \cdot \left[ \frac{(63mm) - (38mm)}{2} \right] +$$

$$2 \cdot (25mm) + 4,5 \left[ \frac{\left( 38mm \cdot \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{0,2}{100}} \right) \right)}{2} \right]$$

$$l_{med\_esp.TR} = 75\text{mm} \quad (164)$$

Com o valor encontrado em (165) é calculado o comprimento total de fio que irá compor o primário e secundário de TR. As equações (165) e (166) apresentam respectivamente estes cálculos.

$$l_{pri\_TR} = l_{med\_esp.TR} \cdot n_{PRI\_par} \cdot n_{esp\_P} =$$

$$l_{pri\_TR} = 0,075m \cdot 7 \cdot 42 = 22,1m \quad (165)$$

$$l_{sec_{TR}} = l_{med_{esp.TR}} \cdot n_{SEC_{par}} \cdot n_{esp_S} =$$

$$l_{sec_{TR}} = 0,075m \cdot 7 \cdot 42 = 22,1m$$
(166)

A área da janela do núcleo a ser ocupada pelos enrolamentos  $L_P$  e  $L_S$  é encontrada com o auxílio da expressão (167). O fator de ocupação  $F_{ocu}$  adotado é 0,2.

$$S_{cob_{nuc}} = \frac{n_{esp_{pri}} \cdot S_{PRI_{TR}} + n_{esp_{sec}} \cdot S_{SEC_{TR}}}{F_{ocup}}$$

$$S_{cob_{nuc}} = \frac{42 \cdot 0,021cm^2 + 42 \cdot 0,021cm^2}{0,2} = 8,82cm^2$$
(167)

Em (168) é calculado o fator de ocupação da área da janela do núcleo, onde comprova a viabilidade de montagem do transformador em questão.

$$k_{u_{TR}} = \frac{S_{cob_{nuc}}}{\pi \cdot \left( \frac{\phi_{int}}{2} \right)^2} = \frac{8,82cm^2}{11,34cm^2} = 0,77$$
(168)

### 5.1.3.3 Cálculo de perdas no transformador

De forma similar como foi tratado o cálculo das perdas em  $L_1$  será realizado para determinar o quantitativo de potência elétrica a ser perdida no transformador  $T_R$ . Assim este cálculo será dividido em duas partes que totalizam as perdas referentes ao transformador, como expõe a equação (169).

$$P_{TR_{total}} = P_{cobre} + P_{núcleo}$$
(169)

#### 5.1.3.3.1 Perdas no cobre

As perdas no cobre estão diretamente relacionadas ao comprimento do enrolamento e na resistência atrelada ao condutor que compõe tal enrolamento, por conta disso nas equações (170) e (171) são encontrados os valores das resistências

elétrica em  $L_P$  e  $L_S$ , na mesma ordem.

$$R_{PRI_{TR}} = \frac{R_{22AWG} \cdot l_{med_{esp_{TR}}} \cdot n_{esp_p}}{n_{PRI_{par}}} \quad (170)$$

$$R_{PRI_{TR}} = \frac{0,051\Omega / m \cdot 0,075m \cdot 42}{7} = 0,023\Omega$$

$$R_{SEC_{TR}} = \frac{R_{22AWG} \cdot l_{med_{esp_{TR}}} \cdot n_{esp_S}}{n_{SEC_{par}}} \quad (171)$$

$$R_{SEC_{TR}} = \frac{0,051\Omega / m \cdot 0,075m \cdot 42}{7} = 0,023\Omega$$

Aplicando o valor de cada corrente elétrica eficaz associada a cada enrolamento do transformador, da forma como apresentada em (172) é chegado ao valor das perdas totais no cobre de  $T_R$

$$P_{cobre_{TR}} = \left( R_{PRI_{TR}} \cdot I_{P_{ef}}^2 \right) + \left( R_{SEC_{TR}} \cdot I_{S_{ef}}^2 \right) \quad (172)$$

$$P_{cobre_{TR}} = 0,023\Omega \cdot 9,5^2 A + 0,023\Omega \cdot 9,5^2 A = 4,15 W$$

#### 5.1.3.3.2 Perdas no núcleo

Da mesma forma como no indutor, as perdas no núcleo estão ligadas basicamente as correntes parasitas e perdas por histerese, dessa forma em (173) serão calculadas as perdas magnéticas associadas a  $T_R$ .

Tabela 9 - Valores das constantes do núcleo de  $T_R$  até 100 kHz.

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
$a_t$	0,158
$b_t$	1,36
$c_t$	2,86

Fonte: Magmattec

As expressões (173) e (174) estão em função de algumas constantes contidas na Tabela 7 referentes ao núcleo, assim com as devidas substituição de valores é encontrada as perdas no núcleo em TR no SD e SI, respectivamente como é apresentado abaixo:

$$P_{núcleo_{TR}} = a_t \cdot f_S^{b_t} \cdot B_{\max}^{c_t} \cdot 2A_n \quad (173)$$

$$P_{núcleo_{TR\_SD}} = 0,158 \cdot 25kHz^{1,06} \cdot 0,15T^{2,86} \cdot 2 \cdot 46,5cm^3 = 1,96W$$

$$P_{núcleo_{TR}} = a_t \cdot f_S^{b_t} \cdot B_{\max}^{c_t} \cdot 2A_n \quad (174)$$

$$P_{núcleo_{TR\_SI}} = 0,158 \cdot 50kHz^{1,06} \cdot 0,15T^{2,86} \cdot 2 \cdot 46,5cm^3 = 4.1W$$

Assim, após descoberto as parcelas das perdas no cobre e no núcleo em (175) e (178) são calculados os valores das perdas totais em TR no SD e SI.

$$P_{total_{TR\_SD}} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 4,15W + 1,96W = 6,11W \quad (175)$$

$$P_{total_{TR\_SI}} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 4,15W + 4.1W = 8.25W \quad (176)$$

#### 5.1.4 Dimensionamento do capacitor de saída C<sub>2</sub>

O cálculo da capacitância C<sub>2</sub> a ser utilizado na saída do conversor no SD foi apresentado na expressão (24) e será efetuado em (177), vale destacar que o valor encontrado servirá como referência para a escolha do capacitor comercial com características mais aproximadas dos valores calculados. Na sequência em (178) é calculada a corrente eficaz em C<sub>2</sub>, fazendo-se o uso da expressão já deduzida em (55).

$$C_2 = \frac{(1 - 2D) \cdot \Delta i_{L1} \cdot I_2}{16 \cdot \Delta V_{C2} \cdot f_s} = \frac{(1 - 2 \cdot 0,12) \cdot 1,78 A}{16 \cdot 1\% \cdot 180 V \cdot 25 kHz} = 1,9 \mu F \quad (177)$$

$$I_{C2_{ef}} = \frac{\Delta i_{L1} \cdot I_2}{4} = \frac{13\% \cdot 13,88 A}{4} = 0,45 A \quad (178)$$

Como o capacitor  $C_2$  será submetido a mesma tensão de  $V_2$  foi escolhido o capacitor conforme especificação ilustrada na Tabela 10.

Tabela 10 - Especificação capacitor  $C_2$

Parâmetros	Valores
Fabricante	MKP
modelo	C4AF-T
Tensão Máxima	500V
Corrente eficaz	11A
Capacitância	2.2 $\mu$ F
Resistência serie	5,7m $\Omega$

Fonte: MKP.

#### 5.1.4.1 Perdas no capacitor

Com as informações contidas na Tabela 10 é calculada as perdas inerentes ao capacitor  $C_2$ , assim a (179) demonstra o referido cálculo.

$$P_{C2} = \left( R_{C2} \cdot I_{C2_{ef}}^2 \right) = 5,7 m\Omega \cdot (0,45 A)^2 = 1,1 mW \quad (179)$$

#### 5.1.5 Dimensionamento dos interruptores $S$

Nesta seção, são apresentados os cálculos das correntes máxima, média, eficaz e a tensão máxima, bem como as perdas nos interruptores que efetuam as comutações do conversor no sentido direto.

### 5.1.5.1 Esforços elétricos nos interruptores S

Utilizando as expressões (48) e (50), são encontrado as correntes média e eficaz que circulará pelos interruptores S, assim as equações (180) e (181) apresentam os cálculos destas grandezas, respectivamente.

$$I_{S_{méd}} = n_T \cdot I_2 \cdot D = 1 \cdot 13,88 \text{ A} \cdot 0,12 = 1,66 \text{ A} \quad (180)$$

$$I_{S_{ef}} = n_T \cdot I_2 \cdot \sqrt{D} = 1 \cdot 13,88 \text{ A} \cdot \sqrt{0,12} = 4,75 \text{ A} \quad (181)$$

O valor máximo de tensão que S será submetido é o próprio valor de  $V_1$ , desta forma ao utilizar a equação do ganho do conversor no SD e em MCC (19), é possível encontrar o valor de tensão máxima sobre o interruptor, como se segue em (182):

$$V_{máx} = V_1 = \frac{V_2}{4D \cdot n_T} = \frac{180 \text{ V}}{4 \cdot 0,12 \cdot 1} = 380 \text{ V} \quad (182)$$

Considerando os valores encontrados referentes aos interruptores S, foi selecionado um modelo produzido pelo fabricante *Internatinal Rectifier*, onde a Tabela 11 traz um resumo de suas características.

Tabela 11 - Especificações dos interruptores S

Modelo	Estáticas(125C°)	Dinâmicas(125C°)	Valores
IRGP30B120KD-E	$V_{CE}=1200\text{V}$	$t_r=25 \text{ ns}$	$R_{th\_JC}=0,42 \text{ C}^\circ/\text{W}$
	$I_C=25 \text{ A}$	$t_f=60 \text{ ns}$	
	$I_{CM}=120 \text{ A}$	$E_{off}=2118 \mu\text{J}$	
	$V_{CE(on)}=2,28 \text{ V}$	$E_{on}=1660 \mu\text{J}$	
		$td(on)=50 \text{ ns}$	
		$td(off)=210 \text{ ns}$	

Fonte: *Internatinal Rectifie*

### 5.1.5.2 Cálculo de Perdas nos Interruptores S

Os interruptores reais dissipam potência elétrica em dois momentos distintos: quando estão conduzindo e quando estão realizando a comutação. Assim o cálculo das perdas em S se darão em duas etapas e ao final o total das perdas serão a soma de ambas etapas realizadas.

A equação (183) apresenta o cálculo da potência perdida durante o tempo que os interruptores S estão conduzindo corrente elétrica, sendo que  $V_{CE}$  e  $R_{CE}$  são na mesma ordem o valor da queda de tensão sobre S e a resistência interna de S.

$$\begin{aligned} P_{Cond_S} &= 8 \cdot (V_{CE(on)} \cdot I_{S_{med}} + r_{CE} \cdot I_{S_{ef}}^2) \\ P_{Cond_S} &= 8 \cdot (1,1V \cdot 1,66A + 0,3\Omega \cdot 4,75A^2) = 68W \end{aligned} \quad (183)$$

As perdas por comutação estão apresentadas na equação (184), sendo que os valores de  $E_{off}$  e  $E_{on}$  são retirados do catalogo do fabricante dos interruptores, como se segue abaixo:

$$\begin{aligned} P_{com_S} &= 8 \cdot (E_{off} + E_{on}) \cdot f_S \\ P_{com_S} &= 8 \cdot (143,8\mu J + 143,8\mu J) \cdot 25kHz = 57,5W \end{aligned} \quad (184)$$

Somando-se as duas parcelas de perdas já encontradas é calculado o total acumulado pelos interruptores S, como mostra (185).

$$\begin{aligned} P_{S_{total}} &= P_{cond_S} + P_{com_S} \\ P_{S_{total}} &= 68W + 57,5W = 125,5W \end{aligned} \quad (185)$$

### 5.1.6 Dimensionamento dos interruptores Q

Aqui serão calculados os esforços elétricos aos quais os diodos intrínsecos aos semicondutores Q serão submetidos, além de ser encontrados as perdas elétricas associadas a estes elementos.

### 5.1.6.1 Esforços nos interruptores Q

As correntes elétricas médias e eficazes que irão circular pelos interruptores Q, são encontradas com o auxílio das equações (186) e (187), sendo que as mesmas foram deduzidas, respectivamente, em (43) e (45).

$$I_{DQ_{med}} = \frac{I_2}{4} = \frac{13,88 A}{4} = 3,47 A \quad (186)$$

O valor da corrente eficaz é calculado como se segue:

$$I_{DQ_{ef}} = \frac{I_2 \cdot \sqrt{1 + 4D}}{4} = \frac{13,88 A \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot 0,12}}{4} = 4,22 A \quad (187)$$

A tensão máxima que ocorrerá sobre o interruptor Q será o próprio valor da tensão  $V_1$  induzida em  $L_S$ , conforme relação já apresentada em (46) e aplicada em (188).

$$V_{DQ_{max}} = V_1 \cdot n_T = 380 V \quad (188)$$

### 5.1.6.2 Cálculo de perdas nos interruptores Q

Os interruptores Q são do mesmo modelo/fabricante dos semicondutores S já apresentados na Tabela 11. Desta forma a expressão (189) é utilizada para calcular as perdas ocorridas no diodo intrínseco no momento de condução de corrente elétrica.

$$P_{Cond_Q} = 8 \cdot \left[ V_D \cdot I_{D_{med}} + r_{D_{on}} \cdot I_{S_{ef}}^2 \right] \\ P_{Cond_Q} = 8 \left[ 1,2V \cdot 3,42A + 0,2\Omega \cdot 4,16A^2 \right] = 60,5 W \quad (189)$$

Será considerando a perda por comutação em  $D_Q$  apenas durante o bloqueio, por ser a parcela mais significativa. Em (190) é apresentado o cálculo. O valor da carga de recuperação reversa  $q_{rr}$  foi retirado do Datasheet do fabricante.

$$\begin{aligned}
 P_{blo_Q} &= 8 \cdot \left( qrr \cdot V_{D_{Q_{\max}}} \cdot f_s \right) \\
 P_{blo_Q} &= 8 \cdot 0,5 \mu C \cdot 380 V \cdot 25 kHz = 38 W
 \end{aligned}
 \tag{190}$$

As perdas totais nos interruptores Q é a somas das duas parcelas encontradas, estando apresentadas em (191).

$$P_{Q_{total}} = P_{Cond_Q} + P_{blo_Q} = 60,5 W + 38 W = 98,5 W \tag{191}$$

### 5.1.7 *Rendimento teórico do conversor no sentido direto*

Com os valores teóricos das perdas ocasionadas por todos os elementos presentes na topologia é possível mensurar o rendimento do conversor. Desta forma, calculando a relação entre o quanto de potência de  $V_1$  efetivamente é fornecida para  $V_2$  é descoberto o rendimento. A equação (193) apresenta o cálculo efetuado para chegar ao valor do rendimento do conversor.

$$\begin{aligned}
 \sum perdas &= P_{L1_{total}} + P_{TR_{total}} + P_{C2} + P_{S_{total}} + P_{Q_{total}} \\
 \sum perdas &= 17,67 W + 6,11 + 1,1 mW + 125,5 W + 98,5 W = 247,8 W
 \end{aligned}
 \tag{192}$$

$$\eta_{Conv_{SD}} = \frac{P_2}{P_2 + \sum perdas} \cdot 100 = \frac{2,5 kW}{2,5 kW + 247,8 W} \cdot 100 = 90,9\% \tag{193}$$

## 5.2 **Sentido inverso**

Os valores adotados para o dimensionamento dos componentes para atuar no sentido inverso são os mesmos utilizados no sentido direto, assim na Tabela 12 estão demonstrados os valores a serem utilizados.

Tabela 12 - Especificações de projeto em MCC no SI

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Potência de saída ( $P_2$ )	2,5 kW
Tensão de entrada ( $V_1$ )	180 V
Tensão de saída ( $V_2$ )	380 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	25 kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_{C2}$ )	1% $V_1$
Ondulação da corrente em $L_1$ ( $\Delta I_{L1}$ )	13% $I_{L1}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.2.1 Cálculos preliminares

A relação de transformação adotada é unitária e através do ganho do conversor em MCC no SI é possível calcular o valor da razão cíclica conforme a demonstrado em (194).

$$D = -\left(\frac{V_2}{4V_1 \cdot n_T} - \frac{1}{2}\right) = 0,383 \quad (194)$$

As equações (195) e (196) possibilitam encontrar respectivamente a corrente de saída  $I_1$  e o valor do resistor  $R_1$ .

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} = \frac{2,5 \text{ kW}}{380 \text{ V}} = 6,58 \text{ A} \quad (195)$$

$$R_1 = \frac{V_1^2}{P_1} = \frac{380 \text{ V}^2}{2,5 \text{ kW}} = 57,76 \Omega \quad (196)$$

### 5.2.2 Projeto do indutor $L_1$

Neste tópico serão calculadas as características, os esforços elétricos, o dimensionamento e as perdas associadas ao indutor  $L_1$  presente na topologia.

### 5.2.2.1 Cálculo da indutância de $L_1$

O valor da indutância de  $L_1$  já foi calculado na equação (123), desta forma considerando que o indutor será submetido aos mesmos esforços elétricos ocorridos no SD não será necessário apresentar os cálculos novamente.

### 5.2.2.2 Projeto físico do indutor $L_1$

Considerando que em ambos os sentidos de operação o indutor  $L_1$  será submetido aos mesmos esforços elétricos, mesma ondulação de corrente e mesma frequência de operação, os cálculos efetuados para dimensionamentos e perdas elétricas serão os mesmos já efetuados para o indutor no sentido direto, desta forma não serão necessários repeti-los, sendo considerados os mesmos valores já obtidos.

## 5.2.3 Projeto do transformador

Neste tópico será efetuado o dimensionamento físico do transformador (Tr) presente na topologia operado no sentido inverso. Para isso serão calculados os esforços elétricos ao qual o transformador será submetido.

### 5.2.3.1 Esforços de tensão e corrente no transformador

Para encontrar o valor da tensão eficaz em  $L_S$  será utilizada a equação (116), conforme cálculo apresentado em (197)(147).

$$V_{L_S_{ef}} = \frac{2V_1}{n_T} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - D} = \frac{2 \cdot 380}{1} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - 0,383} = 259,9V \quad (197)$$

Abaixo, é utilizada a expressão (118) para encontrar a corrente eficaz em  $L_S$  conforma cálculo apresentado em (148). Vale destacar que como  $n_T$  é igual a 1, os valores de tensão e corrente em  $L_S$  são iguais aos valores encontrados em  $L_P$ .

$$I_{LS_{ef}} = I_2 \cdot \sqrt{2(1-2D)} = 13,88 A \cdot \sqrt{2(1-2 \cdot 0,382)} = 9,57 A \quad (198)$$

### 5.2.3.2 Dimensionamento físico do transformador

Devido à combinação dos acionamentos dos interruptores Q adotados no SI a frequência da ondulação da tensão sobre o  $T_R$  é duas vezes superior a  $f_s$ , sendo que no SD é o mesmo valor de  $f_s$ , desta forma serão considerados os valores adotados no SD para a construção física de  $T_R$  pelo fato de possuir menor frequência de ondulação.

### 5.2.4 Dimensionamento do capacitor $C_1$

A expressão para encontrar a capacitância do capacitor  $C_1$  foi deduzida na expressão (78), desta forma, substituindo os referidos valores é calculado em (199) o valor da capacitância de  $C_1$ . A valor calculado servirá de referência para a escolha do capacitor que será utilizado. Na sequência em (200) é calculada a corrente eficaz em  $C_2$  utilizando a equação (114), já mencionada.

$$C_1 = \frac{I_1 \cdot 4D - 1}{4f_s \cdot \Delta V_{C1} \cdot V_1} = \frac{6,58 A \cdot (4 \cdot 0,382 - 1)}{4 \cdot 25 kHz \cdot 1\% \cdot 380 V} = 9,1 \mu F \quad (199)$$

$$I_{C1_{ef}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{4D-1}{2 \cdot 1-2D}} = 6,57 A \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 0,382 - 1}{2 \cdot 1 - 2 \cdot 0,382}} = 6,95 A \quad (200)$$

Considerando os valores encontrados e que a tensão que o capacitor será submetido é igual a  $V_1$ , foi decidido a utilização de dois capacitores idênticos conectados em série para compor o capacitor  $C_1$  no projeto, assim a Tabela 13 traz a especificação do capacitor escolhido.

Tabela 13 - Especificação capacitor C<sub>1</sub>

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Fabricante	VISHAY
modelo	MKP 1848C
Tensão Máxima	500V
Corrente eficaz	17 A
Capacitância	50 μF
Resistência serie	3 mΩ

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 5.2.4.1 Perdas no capacitor

Com as informações contidas na Tabela 13 é calculada as perdas inerentes ao capacitor C<sub>1</sub>, conforme apresentado em (201).

$$P_{C_1} = \left( 2R_{C_1} \cdot I_{C_1_{ef}}^2 \right) = 2 \cdot 3 \text{ m}\Omega \cdot 6,95^2 \text{ A} = 0,3 \text{ W} \quad (201)$$

#### 5.2.5 Dimensionamento dos interruptores Q

Aqui, neste tópico, serão apresentados os esforços elétricos aos quais os interruptores Q serão submetidos e calculadas as perdas elétricas oriundas destes semicondutores.

##### 5.2.5.1 Esforços elétricos nos interruptores Q

Para encontrar os valores das correntes médias e eficaz que circulam nos semicondutores Q são utilizadas as expressões (100) e (102), na sequência em (202) e (203) são apresentados os cálculos das grandezas, respectivamente.

$$I_{Q_{méd}} = \frac{I_1}{8 n_T} \cdot \frac{1}{1 - 2D} = \frac{6,57 \text{ A}}{8 \cdot 1} \cdot \frac{1}{1 - 2 \cdot 0,382} = 3,48 \text{ A} \quad (202)$$

$$I_{Q_{ef}} = \frac{I_1}{n_T \cdot (1 - 2D)} \cdot \frac{\sqrt{2(3 - 4D)}}{8} \quad (203)$$

$$I_{Q_{ef}} = \frac{6,57A}{1 \cdot (1 - 2 \cdot 0,382)} \cdot \frac{\sqrt{2(3 - 4 \cdot 0,382)}}{8} = 5,95 A$$

A diferença de potencial sobre Q é o próprio valor de  $V_1$ , conforme cálculo efetuado em (204), com a devida utilização da equação (103).

$$V_{Q_{máx}} = V_1 \cdot nT = 380 V \quad (204)$$

Considerando os valores encontrados referentes aos interruptores Q, foi selecionado um modelo produzido pelo fabricante *Internatinal Rectifier*, onde a Tabela 14 traz um resumo de suas características. Vale destacar que foi utilizado o mesmo modelo de semicondutor para os interruptores Q e S em ambos os sentidos de operação.

Tabela 14 - Especificações dos interruptores Q.

Modelo	Estáticas(125C°)	Dinâmicas(125C°)	Valores
IRGP30B120KD-E	$V_{CE}=1200V$	$t_r=25 \text{ ns}$	$R_{th\_JC}=0,42 \text{ C°/W}$
	$I_C=25 \text{ A}$	$t_f=60 \text{ ns}$	
	$I_{CM}=120 \text{ A}$	$E_{off}=2118 \mu\text{J}$	
	$V_{CE(on)}=2,28 \text{ V}$	$E_{on}=1660 \mu\text{J}$	
		$td(on)=50 \text{ ns}$	
		$td(off)=210 \text{ ns}$	

Fonte: Internatinal Rectifier

#### 5.2.5.2 Cálculo de Perdas nos Interruptores Q

Em (205) é apresentado o cálculo da potência perdida durante o tempo que os semicondutores Q estão conduzindo corrente elétrica, sendo que  $V_{CE}$  e  $R_{CE}$  são na mesma ordem o valor da queda de tensão sobre Q e a resistência interna de Q.

$$\begin{aligned}
 P_{Cond_Q} &= 8 \cdot \left( V_{CE(on)} \cdot I_{Q_{med}} + r_{CE} \cdot I_{Q_{ef}}^2 \right) \\
 P_{Cond_Q} &= 8 \cdot ((1,3V \cdot 3,48A) + (0,17\Omega \cdot 5,95^2 A)) = 84,33W
 \end{aligned} \tag{205}$$

As perdas por comutação estão apresentadas na equação (206), sendo que os valores de  $E_{off}$  e  $E_{on}$  são retirados do catalogo do fabricante dos interruptores, como se segue abaixo:

$$\begin{aligned}
 P_{com_Q} &= 8 \cdot (E_{off} + E_{on}) \cdot f_S \\
 P_{com_Q} &= 8 \cdot (246,4\mu J + 246,4\mu J) \cdot 25kHz = 98,4W
 \end{aligned} \tag{206}$$

O total das perdas em Q é a soma das duas parcelas já encontradas, assim em (207) é calculado o montante das perdas em Q.

$$\begin{aligned}
 P_{Q_{total}} &= P_{cond_Q} + P_{com_Q} \\
 P_{Q_{total}} &= 84,33W + 98,4W = 182,73W
 \end{aligned} \tag{207}$$

### 5.2.6 Dimensionamento dos interruptores S

Logo mais serão calculados os esforços elétricos aos quais os diodos intrínsecos nos semicondutores S ( $D_Q$ ) serão submetidos, além de serem mensuradas as perdas elétricas associadas aos mesmos.

#### 5.2.6.1 Esforços nos diodos $D_S$

Em (105) foi deduzida a expressão que possibilita calcular a corrente média no diodo  $D_S$ , desta forma em (208) é encontrada a referida grandeza.

$$I_{DS_{med}} = \frac{I_1}{4} = \frac{6,57A}{4} = 1,64A \tag{208}$$

Utilizando a relação (107) é calculada a corrente eficaz em  $D_S$  conforme demonstrado em (209).

$$I_{DS_{ef}} = \frac{I_1}{4\sqrt{1-2D}} = \frac{6,57}{4\sqrt{1-2 \cdot 0,382}} = 3,38 A \quad (209)$$

A tensão máxima que ocorrerá sobre o interruptor S será o valor de  $V_1$ , em (210) é mostrado a relação .

$$V_{D_{S_{max}}} = V_1 = 380 V \quad (210)$$

### 5.2.6.2 Cálculo de perdas nos interruptores S

Os interruptores S são do mesmo modelo/fabricante aos semicondutores S já apresentados na Tabela 14. Desta forma a expressão (211) é utilizada para calcular as perdas inerentes ao diodo quando está em condução.

$$P_{Cond_S} = 8 \cdot \left[ V_{DS} \cdot I_{DS_{med}} + (r_{DS_{on}} \cdot I_{S_{ef}}^2) \right] \quad (211)$$

$$P_{Cond_S} = 8 \left[ 1,1V \cdot 1,64A + 0,15\Omega \cdot (3,38 A)^2 \right] = 28,15W$$

As perdas relacionadas ao bloqueio dos diodos intrínsecos de S são apresentadas na (212).

$$P_{blo_S} = 8 \cdot qrr \cdot V_{D_{S_{max}}} \cdot f_S \quad (212)$$

$$P_{blo_S} = 8 \cdot 0,5 \mu C \cdot 380 V \cdot 25 kHz = 38 W$$

Assim sendo o total de perdas em S é calculado em (213), como se segue:

$$P_{S_{total}} = P_{Cond_S} + P_{blo_S} = 28,15 W + 38 W = 66,15 W \quad (213)$$

### 5.2.7 Rendimento teórico do conversor no sentido inverso

Agora, com todos os valores de perdas elétricas calculados no SI, é realizado o somatório das mesmas em (214), para possibilitar o cálculo do rendimento total realizado em (215), como é apresentado a seguir:

$$\sum \text{perdas} = P_{L1_{total}} + P_{TR_{total\_SI}} + P_{C2} + P_{S_{total}} + P_{Q_{total}} \quad (214)$$

$$\sum \text{perdas} = 17,67 W + 8,25 W + 0,3 W + 66,15 W + 182,73 W = 275,1 W$$

$$\eta_{Conv_{SI}} = \frac{P_1}{P_1 + \sum \text{perdas}} \cdot 100 = \frac{2,5 kW}{2,5 kW + 275,1 W} \cdot 100 = 90\% \quad (215)$$

### 5.3 Possível cenário para melhoramento do rendimento do conversor

Neste tópico serão calculados os rendimentos do conversor operando no SD e DI, ambos em MCC, utilizando semicondutores mais atuais. Desta forma as perdas já mensuradas nos outros componentes serão mantidas, sendo calculadas os novos valores de perdas somente para os interruptores S e Q. Para os cálculos teóricos serão utilizados o MOSFET modelo APT40SM120J, do fabricante Microsemi e o diodo modelo GD2X20MP12D, da GeneSiC.

Considerando inicialmente o sentido de operação direto, é calculado em (216) as perdas por condução no semicondutor S.

$$P_{Cond_S} = 8 \cdot \left( V_{CE(on)} \cdot I_{Q_{med}} + r_{CE} \cdot I_{S_{ef}}^2 \right) \quad (216)$$

$$P_{Cond_S} = 8 \cdot 0,75 V \cdot 1,64 A + 0,09 \Omega \cdot 4,74 A^2 = 25,8 W$$

As perdas por comutação estão apresentadas na equação (217), sendo que os valores de  $E_{off}$  e  $E_{on}$  são retirados do catálogo do fabricante dos interruptores, como se segue abaixo:

$$P_{com_S} = 8 \cdot E_{off} + E_{on} \cdot f_S \quad (217)$$

$$P_{com_S} = 8 \cdot 16,4 \mu J + 21,8 \mu J \cdot 25 kHz = 7,7 W$$

Somando-se as duas parcelas de perdas é calculado o total acumulado pelos interruptores S, como mostra (218).

$$\begin{aligned}
P_{S_{total}} &= P_{cond_S} + P_{com_S} \\
P_{S_{total}} &= 25,8 W + 7,7 W = 33,47 W
\end{aligned}
\tag{218}$$

Para os diodos será necessário calcular apenas as perdas por condução, já que para diodos com a tecnologia SiC é desprezível a perda por comutação.

$$\begin{aligned}
P_{Cond_Q} &= 8 \cdot \left[ V_D \cdot I_{D_{med}} + (r_{D_{on}} \cdot I_{S_{ef}}^2) \right] \\
P_{Cond_Q} &= 8 \left[ 0,9V \cdot 3,42A + 0,1\Omega \cdot 4,16A^2 \right] = 38,46 W
\end{aligned}
\tag{219}$$

As perdas totais nos interruptores Q é a somas das duas parcelas encontradas, estando apresentadas em (220).

$$P_{Q_{total}} = P_{Cond_Q} = 38,46 W \tag{220}$$

Desta forma, o montante de perdas do conversor é calculado em (221) e em (222) é apresentado o rendimento para o sentido direto com os novos componentes.

$$\begin{aligned}
\sum perdas &= P_{L1_{total}} + P_{TR_{total}} + P_{C2} + P_{S_{total}} + P_{Q_{total}} \\
\sum perdas &= 17,67 W + 6,11 W + 1,1 m W + 33,47 W + 38,46 W \\
\sum perdas &= 95,72 W
\end{aligned}
\tag{221}$$

$$\eta_{Conv_{SD}} = \frac{P_2}{P_2 + \sum perdas} \cdot 100 = \frac{2,5 kW}{2,5 kW + 95,72 W} \cdot 100 = 96,3\% \tag{222}$$

Para o sentido inverso é realizado o mesmo procedimento feito no sentido direto e a mesma especificação de interruptor e diodo, assim não será necessário mostrar novamente cada etapa para encontrar as perdas nestes componentes. Desta forma a expressão (223) apresenta o total de perdas acumuladas no SI.

$$\sum \text{perdas} = P_{L1_{total}} + P_{TR_{total}} + P_{C2} + P_{S_{total}} + P_{Q_{total}} \quad (223)$$

$$\sum \text{perdas} = 17,67W + 6,11W + 0,3W + 18,1W + 65W$$

$$\sum \text{perdas} = 107,2W$$

Substituindo (223) em (225) é efetuado o cálculo do rendimento do conversor no SI, como segue abaixo:

$$\eta_{Conv_{SI}} = \frac{P_1}{P_1 + \sum \text{perdas}} \cdot 100 = \frac{2,5kW}{2,5kW + 107,2W} \cdot 100 = 95,7\% \quad (225)$$

#### 5.4 Considerações finais

Neste capítulo foram calculados os esforços elétricos teóricos que atuarão sobre os componentes da topologia operando em modo de condução contínuo. Desta forma, com os valores dos esforços elétricos conhecidos, foi possível dimensionar e escolher os componentes que serão utilizados na construção do protótipo do conversor.

De forma teórica, foram mensuradas as perdas elétricas atreladas aos componentes escolhidos, fato que possibilitou calcular o rendimento total do conversor em MCC nos dois sentidos de fluxo de potência. Ainda no capítulo, foi recalculado o rendimento total do conversor em um cenário distinto ao considerado primeiramente, sendo que os semicondutores inicialmente utilizados foram substituídos por outros mais atuais. O objetivo desta ação foi estipular uma melhora do rendimento total do conversor utilizando componentes mais eficientes.

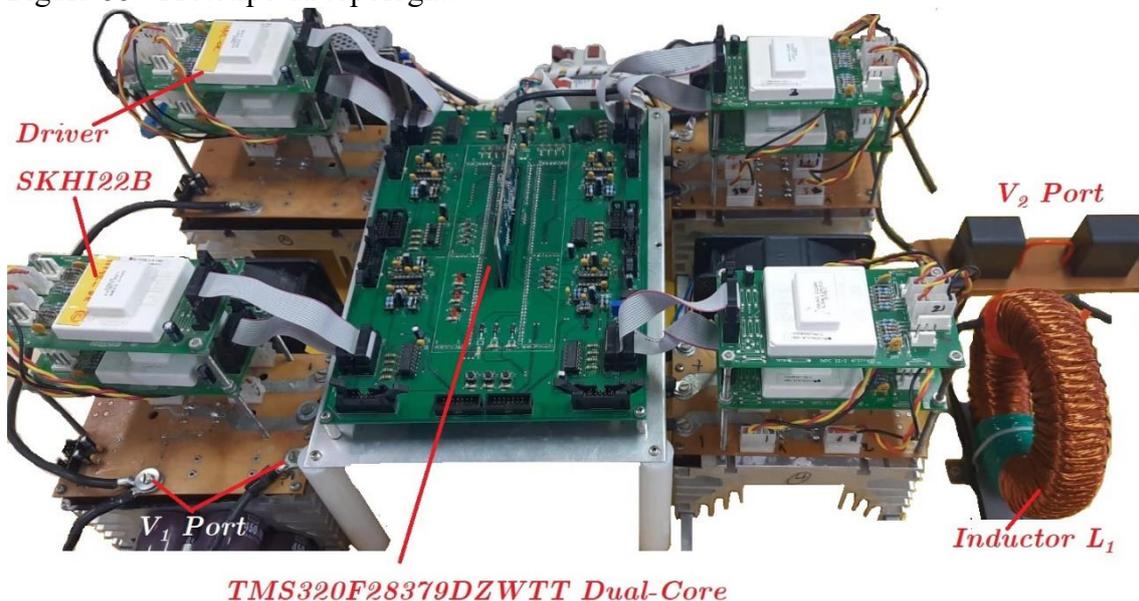
## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção apresenta os resultados conseguidos após testes efetuados no protótipo da topologia, desta forma os resultados serão divididos em dois subtópicos, sendo um para cada sentido de operação do conversor. Para a coletas das ondas foi utilizado o osciloscópio da TEKTRONIX, modelo MSO 5034.

### 6.1 Resultados experimentais no sentido direto em MCC

Aqui serão apresentados os resultados obtidos com os testes efetuados no conversor em estudo. Merece destaque que o protótipo foi construído considerando os valores de projetos apresentados na Tabela 5 e que os resultados experimentais comprovam a operação em MCC, o ganho, além de validar os dimensionamentos efetuados e todo o estudo teórico realizado nos tópicos anteriores. A Figura 88 traz o protótipo em que foram efetuados os testes.

Figura 88 - Protótipo da topologia.

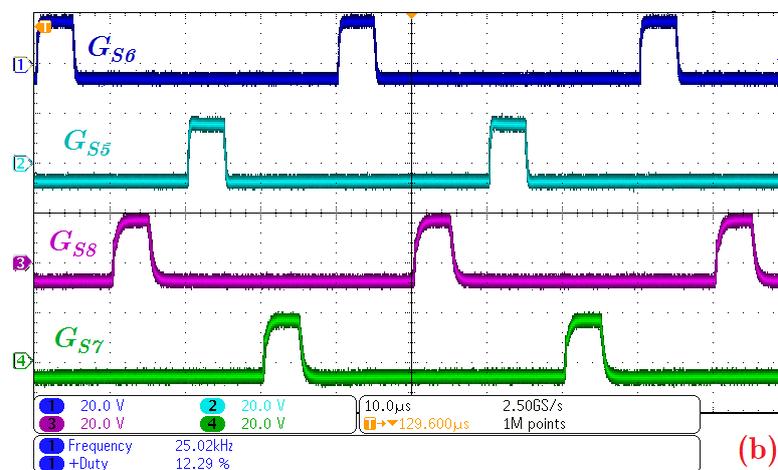
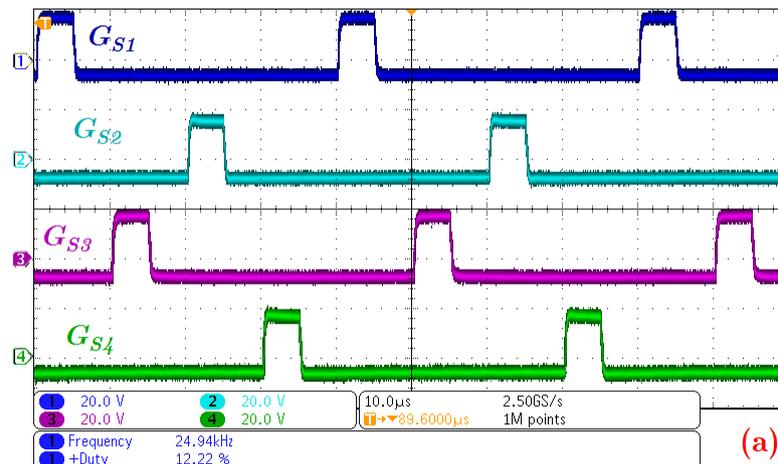


Fonte: Elaborada pelo autor.

De início, são apresentadas as formas de onda dos pulsos que acionam os semicondutores S na Figura 89, onde é possível observar que o sinal atinge dois níveis de tensão, sendo o positivo de aproximadamente 15V responsável em acionar o interruptor, já o negativo de -7V delimita os instantes onde o semiconductor não conduz.

Na Figura 89, (a) é exposto os instantes em que os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são acionados, já em (b) é destacada a atuação dos interruptores  $S$  restantes, que são:  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  e  $S_8$ .

Figura 89 - Pulsos de acionamentos dos interruptores  $S$  no SD



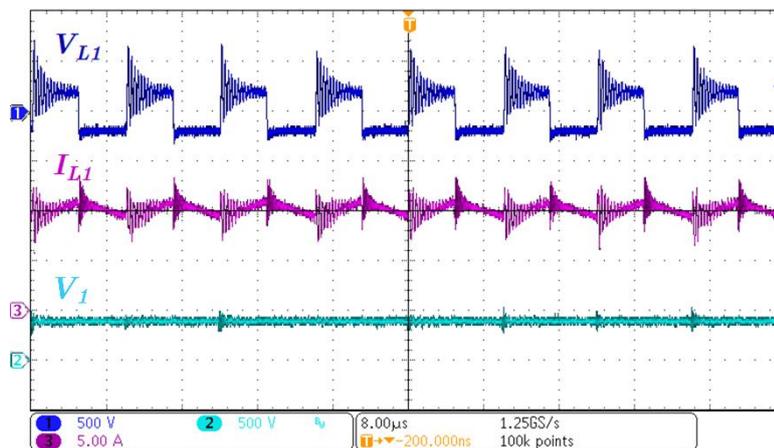
Legenda: (a) os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . (b) os interruptores  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  e  $S_8$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 90 apresenta as formas de ondas da tensão e corrente que atuam sobre o indutor  $L_1$ , os momentos onde o indutor armazena e devolve energia elétrica ao circuito, frequência da tensão e corrente, além de expor os níveis atingidos destas grandezas elétricas em  $L_1$ . Merece destaque que as formas de ondas obtidas representam de forma fidedigna as apresentadas nas simulações, além de atingir os valores mensurados de forma teórica. Assim os canais 1, 2 e 3 trazem, na mesma ordem

a tensão no indutor, tensão de  $V_1$  e a corrente em  $L_1$ . Merece destacar a frequência da tensão e corrente sobre  $L_1$  que atingindo um valor quatro vezes superior quando comparada com a frequência de acionamento dos interruptores.

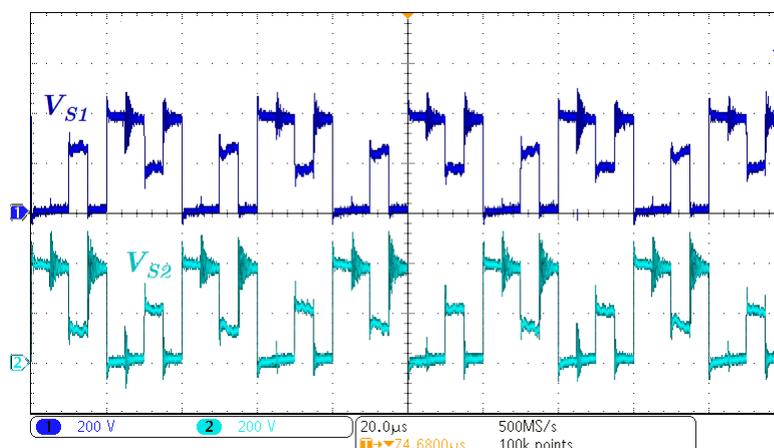
Figura 90 - Ondas de tensão e corrente nos interruptores  $L_1$  em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na sequência, a Figura 91 mostra os níveis de tensão e corrente que atuam sobre os interruptores S. Os canais 1 e 2, trazem, na mesma ordem, os esforços de tensão sobre os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ , que compõem um braço de semicondutor. Na figura é mostrado que os dois interruptores operam dividindo a tensão fornecida por  $V_1$ , intercalando valores que variam entre 50 e 100% de  $V_1$ .

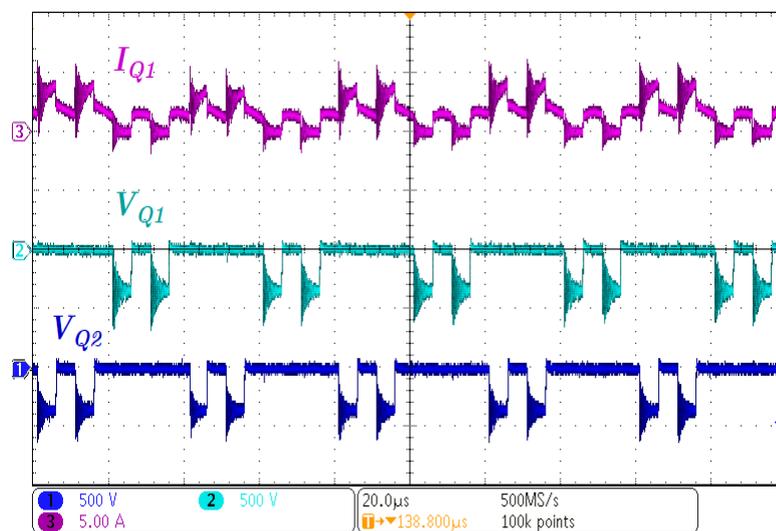
Figura 91 - Ondas de tensão e corrente nos interruptores S em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

No sentido direto de operação os interruptores Q não recebem o comando de acionamento, desta forma eles atuam no circuito como diodos. Partindo deste entendimento a Figura 92 apresenta os níveis de tensão e corrente sobre os interruptores Q, o sinal de corrente apresentado no canal 3 é referente a corrente que circula em dois interruptores Q, já que devido a estrutura física do conversor não foi possível a leitura de corrente de apenas um interruptor separadamente. Os canais 1 e 2 apresentam os níveis de tensão em  $V_{Q1}$  e  $V_{Q2}$ , respectivamente. Os esforços elétrico de tensão e corrente se apresentaram conforme os demonstrados na Figura 42, ressaltando o fato da medição da corrente já citado.

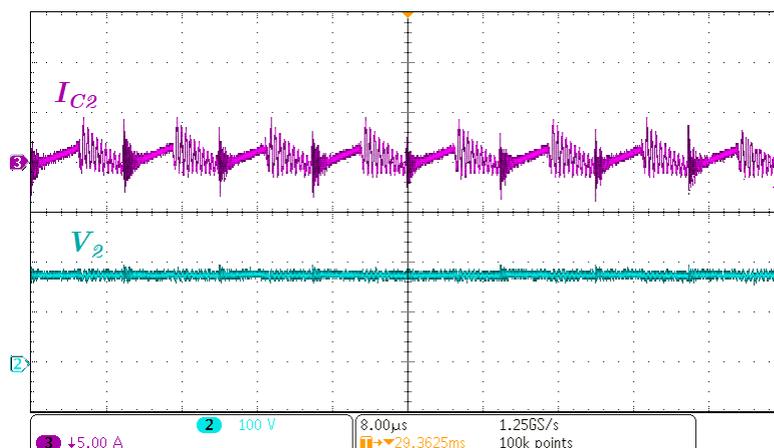
Figura 92 - Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores Q em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 93 traz o comportamento da tensão e corrente que atuam sobre o capacitor  $C_2$ , os momentos onde  $C_2$  armazena e devolve energia elétrica ao circuito, a frequência da tensão e corrente, além de expor os níveis atingidos destas grandezas elétricas no mesmo. O comportamento da tensão e corrente estão nos canais 2 e 3, respectivamente. As formas de ondas de  $C_2$  apresentadas no experimento corresponderam de forma satisfatória e esperada, demonstrando a efetividade do protótipo. Fato importante de destacar é que a frequência de ondulação da corrente sobre  $C_2$  é superior em quatro vezes em relação a  $f_s$ .

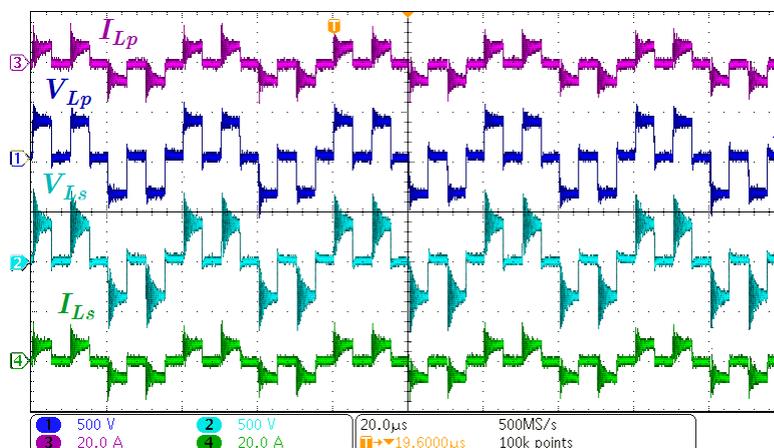
Figura 93 - Formas de onda da tensão e corrente no capacitor  $C_2$  em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 94 apresenta os valores de tensão e corrente em  $L_P$  e  $L_S$  no transformador  $T_R$ , sendo os canais 1 e 2 os valores de tensão e canais 3 e 4 os valores de corrente, respectivamente em  $L_P$  e  $L_S$ .

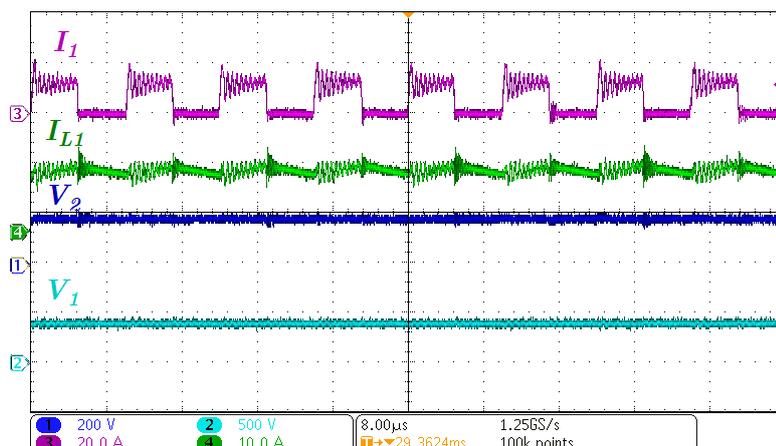
Figura 94 - Formas de onda da tensão e corrente em  $T_R$  em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os valores das portas  $V_1$  e  $V_2$  para tensão e corrente elétrica são apresentadas na Figura 95, onde associadas a  $V_1$  são os canais 2 para a tensão e 3 para a corrente, e para  $V_2$  os canais 1 e 4, apresentam, respectivamente, as ondas de tensão e corrente na carga. Ainda na Figura 95 é possível observar no canal 3 a característica pulsada da corrente fornecida pela fonte  $V_1$  e a ondulação da corrente na carga, apresentada pelo canal 4, que demonstra uma frequência quatro vezes maior que o valor de  $f_s$ .

Figura 95 - Ondas de tensão e corrente em  $V_1$  e  $V_2$  em MCC no SD



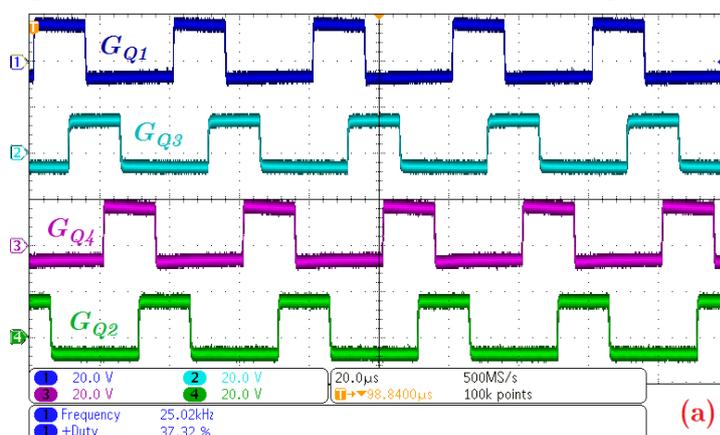
Fonte: Elaborada pelo autor.

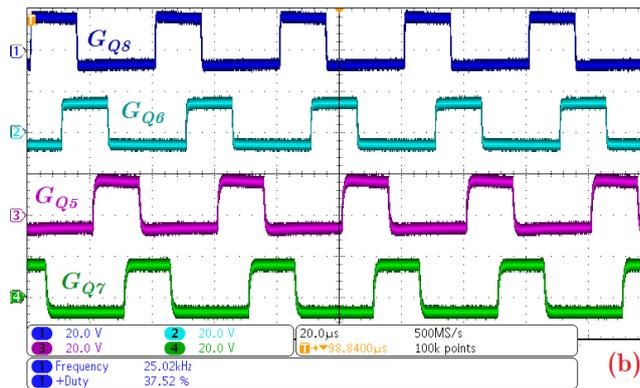
## 6.2 Resultados experimentais no sentido inverso

Neste sentido de operação são considerados os valores de projetos apresentados na Tabela 12 e os resultados serão apresentados na mesma sequência que no tópico anterior.

A faixa de operação da razão cíclica no SI é de 0,25 a 0,5, portanto a Figura 96 apresenta as formas de onda de acionamento dos semicondutores Q. A Figura 96 (a) traz o acionamento dos interruptores  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ , e  $Q_4$ , representada de forma sequencial aos canais 1, 2, 3 e 4, e na Figura 96 (b) os acionamentos dos interruptores  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $Q_7$  e  $Q_8$ , respectivamente nos canais 1, 2, 3 e 4. É destacado que quando o conversor opera no SI os interruptores S não são acionados, permanecendo durante todo o período  $T_s$  desta forma.

Figura 96 - Pulsos de acionamentos dos interruptores Q no SI



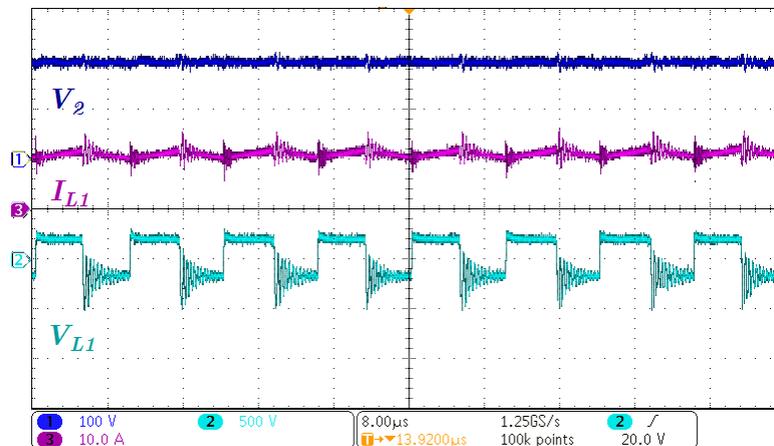


Legenda: a) Interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4; (b) interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 97 apresenta as formas de ondas, da tensão no canal 2 e corrente no canal 3, que atuam sobre o indutor  $L_1$ , o canal 1 traz o nível de tensão de  $V_2$ . Ainda na figura é possível verificar a ondulação da corrente no indutor, assim como os níveis de tensão atuando sobre o mesmo. Vale ressaltar que tanto os esforços elétricos, como os formatos das ondas de tensão e corrente, reproduziram igualmente os resultados teóricos já detalhados.

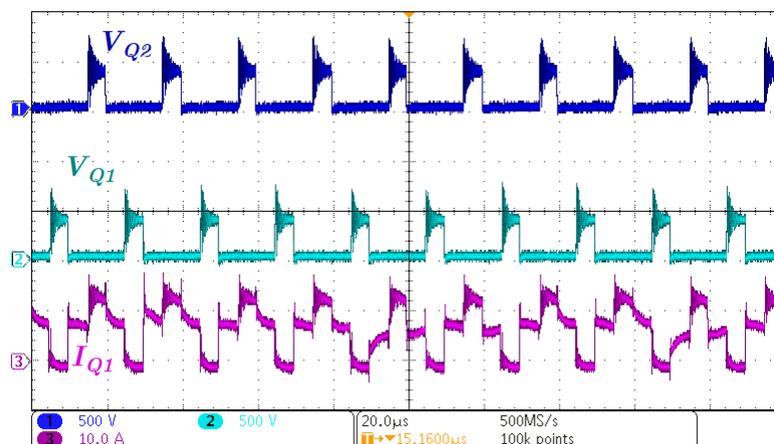
Figura 97 - Ondas de tensão e corrente em  $L_1$  em MCC no SD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na sequência, a Figura 98 mostra os níveis de tensão e corrente que atuam sobre os interruptores Q. É destacado que o sinal de corrente (canal 3) é referente ao montante de corrente elétrica que circula nos interruptores  $Q_1$  e  $Q_3$ , isto se deve ao fato da impossibilidade, por conta da estrutura física do protótipo, de leitura de um interruptor apenas. Já os sinais de tensão, canais 1 e 2, trazem os níveis de tensão atuantes em um braço de semicondutor, neste caso são  $Q_1$  e  $Q_2$ .

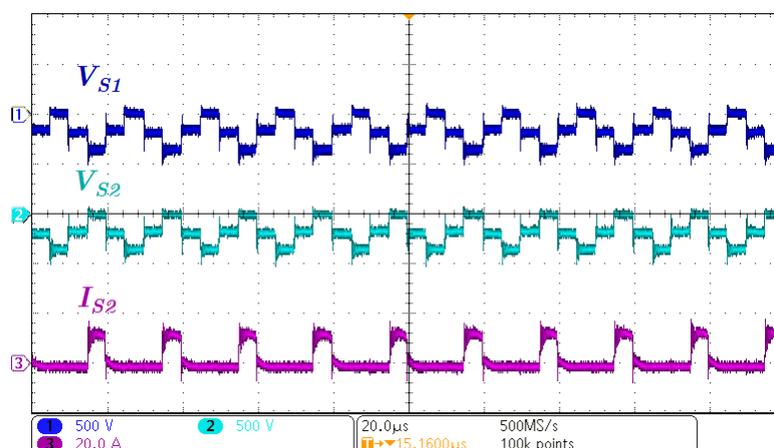
Figura 98 - Ondas de tensão e corrente nos interruptores Q em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 99 apresenta os esforços de tensão e corrente elétrica sobre os semicondutores S, sendo que assim como aconteceu nos interruptores Q, o sinal de corrente apresentado no canal 3 é referente ao total de corrente que circula em dois interruptores S, já os canais 1 e 2 trazem as tensões sobre os interruptores S<sub>2</sub> e S<sub>1</sub>. Ao analisar a Figura 99 é possível verificar que o momento de maior tensão reversa sobre o semicondutor é quando o outro semicondutor pertencente ao mesmo braço está em condução, desta forma o semicondutor que não está conduzindo é submetido ao valor de tensão de V<sub>1</sub>.

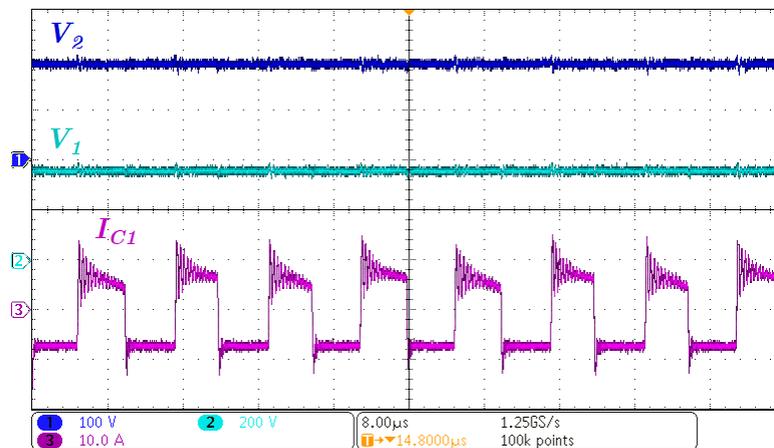
Figura 99 - Ondas de tensão e corrente nos interruptores S em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os esforços elétricos obtidos sobre o elemento filtro  $C_1$  estão na Figura 100, sendo possível verificar o nível de tensão (canal 2) e a forma de onda e amplitudes da corrente no componente. O canal 1 apresenta o valor da tensão em  $V_2$ .

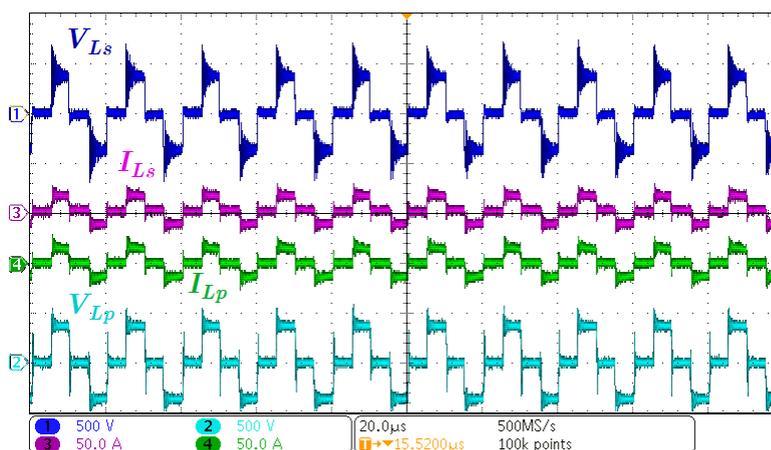
Figura 100 - Ondas de tensão e corrente  $C_1$  em MCC no SD



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 101 apresenta os valores de tensão e corrente em  $L_P$  e  $L_S$  no transformador  $T_R$ , sendo os canais 1 e 2 os valores de tensão e canais 3 e 4 os valores de corrente, respectivamente em  $L_S$  e  $L_P$ .

Figura 101 - Formas de onda da tensão e corrente em  $T_R$  em MCC no SD

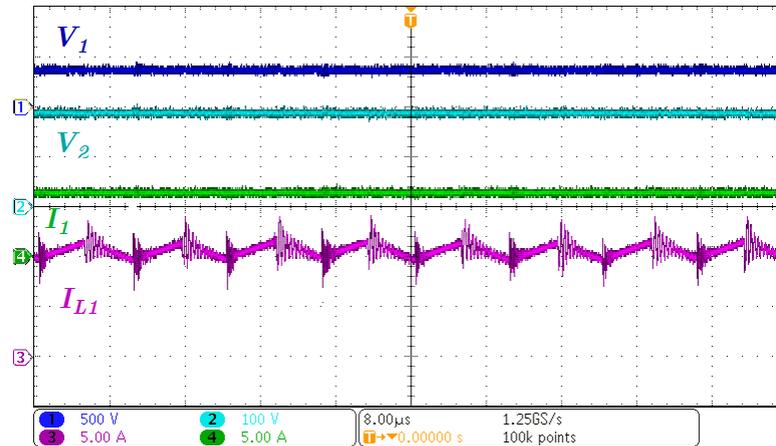


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 102 são apresentados os valores das portas  $V_1$  e  $V_2$  para tensão e corrente elétrica, sendo que os canais 1 e 3 demonstram as ondas de tensão e corrente, na mesma ordem, em  $V_2$ , e os canais 2 e 4 trazem as ondas de tensão e corrente em  $V_1$ .

É possível verificar que o conversor atuando no SI não apresenta a corrente pulsada na porta que está alimentando o conversor, diferentemente do que ocorre quando opera no SD.

Figura 102 - Ondas de tensão e corrente em  $V_2$  e  $V_1$  em MCC no SD

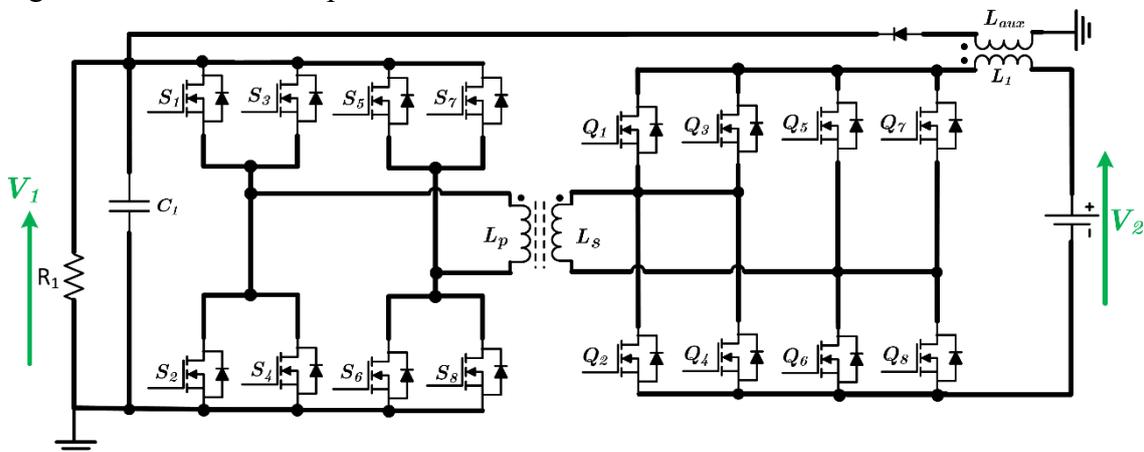


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.3 Enrolamento auxiliar em $L_1$

Foi acrescentado ao conversor um enrolamento auxiliar acoplado ao indutor  $L_1$ , este componente oferece a possibilidade de o conversor operar com razão cíclica inferior a 0,25 e ainda atua como um circuito de proteção aos interruptores em caso de problemas com os acionamentos dos semicondutores. A Figura 103 apresenta o conversor no SI com a inserção do enrolamento auxiliar acoplado em  $L_1$ .

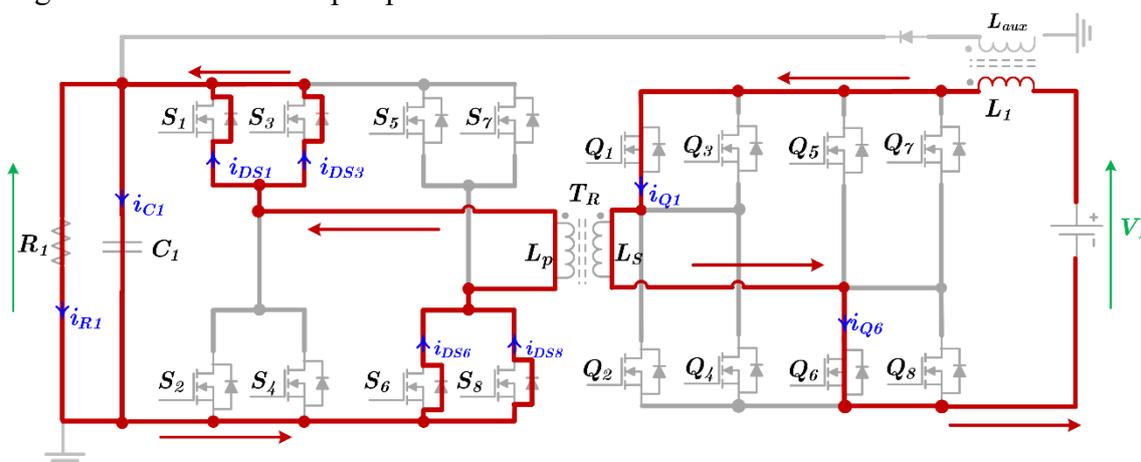
Figura 103 - Conversor operando no SI com enrolamento auxiliar



Fonte: Elaborada pelo autor.

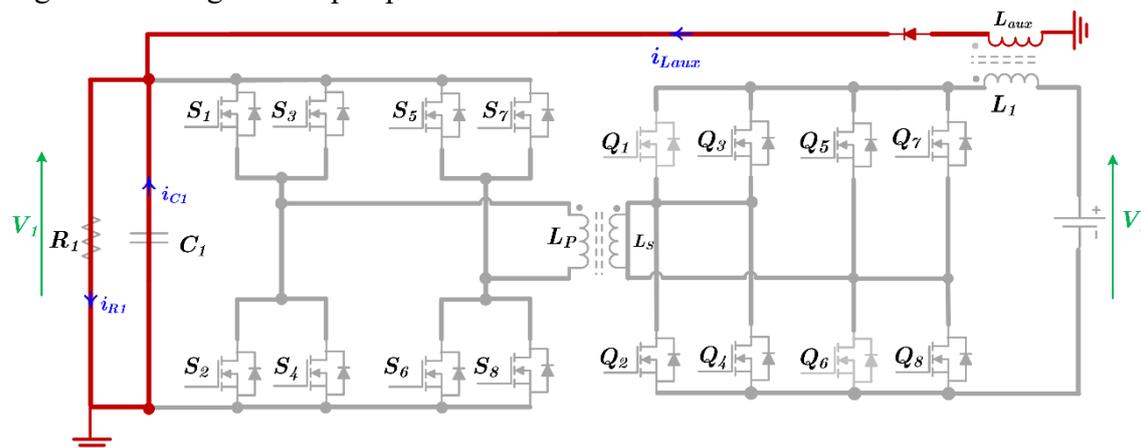
A principal razão da utilização deste enrolamento auxiliar neste protótipo foi pelo fato da proteção aos interruptores, já que o mesmo oferece um caminho para o indutor descarregar a energia acumulada diretamente no barramento CC de  $V_1$  em caso de algum tipo de problema, evitando assim danificar os interruptores. A seguir será apresentado na duas etapas de funcionamento com a atuação do enrolamento auxiliar, na mesma ordem as etapas 1 e 2 são apresentadas na Figura 104 e Figura 105.

Figura 104 - Primeira etapa operando no SI com enrolamento auxiliar



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 105 - Segunda etapa operando no SI com enrolamento auxiliar



Fonte: Elaborada pelo autor.

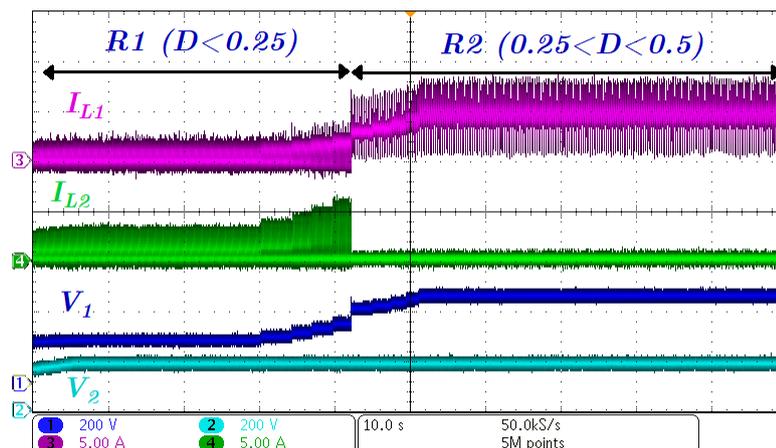
Como já citado, o enrolamento auxiliar permite operar em uma outra faixa de razão cíclica, podendo atuar como um carregamento suave do barramento CC de  $V_1$ . Deste modo, a Figura 106 apresenta o comportamento do conversor operando com

$D < 0,25$  chamada de região R<sub>1</sub> na figura, sendo a região R<sub>2</sub> para  $0,25 < D < 0,5$ . É possível observar que a tensão  $V_1$  aumenta de forma gradual ao longo do tempo, assim como a corrente  $I_{L1}$ , a medida que  $D$  aumenta e percorre por completo a região R<sub>1</sub> até entrar na segunda região, a equação (226) traz o ganho do conversor em MCC atuando na região R<sub>1</sub>. Merece destaque que na região R<sub>1</sub> existe um intenso fluxo de corrente elétrica circulando pelo enrolamento auxiliar ( $I_{L2}$ ), diminuindo bruscamente quando é atingido a região R<sub>2</sub> de operação.

$$V_{L1} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( \int_0^{D \cdot T_S} (V_2 - V_1 \cdot n_T) dt + \int_0^{(1-4D) \cdot T_S / 4} -(V_1 / n_S) dt \right) \quad (226)$$

$$G_{MCC_{R1}} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{4D \cdot n_S}{4D \cdot (n_T \cdot n_S - 1) + 1}$$

Figura 106 - Ondas de tensão e corrente em  $V_2$  e  $V_1$ .

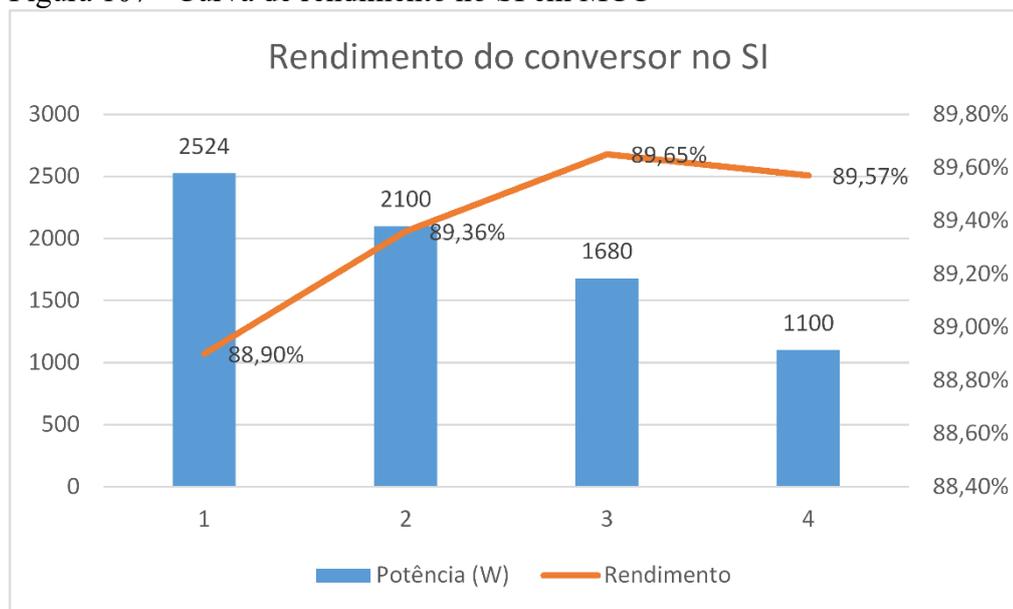


Fonte: Elaborada pelo autor.

## 6.4 Rendimento prático do conversor no sentido inverso em MCC

Através do protótipo montado foi possível levantar a curva de rendimento do conversor operando SI como um conversor BOOST, testado nas especificações de projeto já citadas para a operação no SI. Desta forma, foi necessário variar o valor do resistor R<sub>1</sub> para atingir quatro níveis de potência que serão utilizados para montar a curva de rendimento. A Figura 107 apresenta os resultados obtidos relacionados as potências: 2524W, 2100W, 1680W e 1100W, sendo a primeira a potência nominal do conversor.

Figura 107 - Curva de rendimento no SI em MCC



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 6.5 Considerações finais

Após os testes experimentais realizados neste capítulo e com a obtenção dos resultados em MCC no SD e SI, é validado todo o estudo teórico efetuado neste trabalho, desde a formulação matemática para dimensionamentos, esforços elétricos sobre os componentes e ganhos (MCC), as formas de onda das tensões e correntes nos componentes.

Foi possível avaliar o rendimento do conversor operando no sentido inverso e compará-lo com o resultado teórico mensurado para o mesmo sentido de operação, sendo que o valor teórico (90%) ficou um pouco acima do resultado prático (88,9%), o que já é o esperado, devido a impossibilidade de quantificar algumas perdas inerentes a montagem do conversor, conexões, entre outras. Em relação ao rendimento foi efetuado um novo cálculo teórico em um cenário em que são substituídos os semicondutores utilizados, por uns modelos mais eficientes e com melhores características operacionais. Tal substituição fez com que o rendimento teórico do conversor, em ambos os sentidos de operação, aumentasse em comparação aos valores inicialmente encontrados em aproximadamente 5%.

Ainda neste capítulo, foi demonstrado a atuação do enrolamento auxiliar adicionado a  $L_1$  com o intuito de proteger os interruptores Q e possibilitar a operação do conversor no SI com  $D < 0,25$ .

## 7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um estudo sobre conversor CC-CC isolado bidirecional de 8-braços, caracterizado pela possibilidade de transferência de fluxo de potência bidirecional entre duas portas, utilizando apenas um indutor e um transformador monofásico, podendo atuar como conversor Buck e Boost. A topologia proposta tem aplicações que demandem conversores de potência CC-CC isolados e bidirecionais, tais como geração distribuída de corrente contínua, carregadores de baterias *on-board* e *off-board* para veículos elétricos e híbridos, eletrolisadores de hidrogênio verde, dentre outras.

O protótipo construído foi experimentado nos dois sentidos de operação (SD e SI), ambos em modo de condução contínuo e em malha aberta. Assim os resultados obtidos servem para validar as deduções matemáticas, já que os valores se mostraram bem próximos aos calculados, além de comprovar os esforços elétricos sobre cada elemento da topologia, sendo que as formas de ondas alcançadas com o protótipo representam fidedignamente as conseguidas via simulação.

O conversor se mostrou funcional operando no SD e SI, atingindo os valores especificados de ganhos e atuando, a depender do sentido de operação, como um conversor Buck ou Boost. Merece destaque a característica que em ambos os sentidos de fluxo de potência a frequência de ondulação da tensão e corrente sobre os filtros passivos apresentou um aumento de quatro vezes a frequência de acionamento dos interruptores. Este fato possibilita a redução de volume dos filtros passivos, que consequentemente diminui a massa e volume do conversor, o que é um diferencial em aplicações embarcadas.

A atuação do conversor no sentido direto é como abaixador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a  $n_T \cdot V_1$ , a qual corresponde à variação da razão cíclica entre 0 a 0,25. Já para operação no sentido inverso do conversor a faixa da razão cíclica é entre 0,25 e 0,5 e o conversor opera como elevador de tensão.

O conversor apresentou o rendimento experimental bem próximo ao encontrado de forma teórica em ambos os sentidos. É importante ressaltar que o rendimento é muito atrelado ao tipo de tecnologia ou materiais utilizados, de forma que o resultado do rendimento de um conversor pode ser melhorado significativamente com o uso de componentes de melhor qualidade, como foi demonstrado em um tópico anterior.

## REFERÊNCIAS

- <sup>1</sup> CO2: Os gráficos que mostram que mais da metade das emissões ocorreram nos últimos 30 anos. **BBC News Brasil**, 2021. Disponível em <https://www.bbc.com/portuguese/geral-59013520>. Acesso em: 11 jun. 2023.
- <sup>2</sup> KANELLOS, F. D; GRIGOROUDIS, E.; HOPE, C.; KOUIKOGLOU, V. S.; PHILLIS, Y. A. Optimal GHG emission abatement and aggregate economic damages of global warming. **IEEE Syst J**, v.11, n. 4, p. 2784–93, 2017.
- <sup>3</sup> PHILLIS, Yannis A. et al. *et al.* Why climate action is an urgent problem. **Bridge**, v. 44, n. 3, p. 30–37, 2014.
- <sup>4</sup> EHSANI, M; GAO, Y; GAY, S. E.; EMADI, A. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles**. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2005.
- <sup>5</sup> CHAU, K. T.; CHAN, Ching Chuen. Emerging energy-efficient technologies for hybrid electric vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 821-835, 2007. 2007.
- <sup>6</sup> LIU, Chunhua *et al.* Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 11, p. 2409-2427, nov. 2013, DOI 10.1109/JPROC.2013.2271951.
- <sup>7</sup> MARTINS, L.S., GUIMARÃES, L.F., BOTELHO JUNIOR, A.B., TENÓRIO, J.A.S., ESPINOSA, D.C.R., 2021. Electric car battery: an overview on global demand, recycling and future approaches towards sustainability. **J. Environ. Manage.** 295 (March) <https://doi.org/10.1016/j.jenvman.2021.113091>.
- <sup>8</sup> ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DO VEÍCULO ELÉTRICO. **Eletrificados: O melhor janeiro da série histórica**. Disponível em: <http://www.abve.org.br/eletrificados-o-melhor-janeiro-da-serie-historica/> Acesso em: 14 fev. 2023.
- <sup>9</sup> TRONCON, D; ALBERTI, L; BOLOGNANI, S; BETTELLA, F; GATTO, A. Electrification of agricultural machinery: a feasibility evaluation. *In: FOURTEENTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ECOLOGICAL VEHICLES AND RENEWABLE ENERGIES (EVER)*, 2019, Monte-Carlo, Monaco. **Anais [...]**. Monte-Carlo, Monaco, 2019, p. 1-7. DOI 10.1109/EVER.2019.8813518.
- <sup>10</sup> FLORENTSEV, S; IZOSIMOV, D; MAKAROV, L; BAIDA S; BELOUSOV, A. Complete traction electric equipment sets of electro-mechanical drive trains for tractors. *In: IEEE REGION 8 INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTATIONAL TECHNOLOGIES IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING (SIBIRCON)*, 2010, Irkutsk, Russia. **Anais [...]**. Irkutsk, Russia, 2010, p. 611-616. DOI 10.1109/SIBIRCON.2010.5555368.

- <sup>11</sup>MELO, R. R. de. **Concepção de um sistema de propulsão elétrica para um trator de 9 KW adequado para agricultura familiar**. 2019. 174 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019.
- <sup>12</sup>PIASECKI, S.; ZALESKI, J.; JASINSKI, M.; BACHMAN, S.; TURZY ŃSKI, M. Analysis of AC/DC/DC Converter Modules for Direct Current Fast-Charging Applications. **Energies**, v. 14, n. 19, p. 6369, 2021.
- <sup>13</sup>AMRY, Y.; ELBOUCHIKHI, E.; LE GALL, F.; GHOGHO, M.; EL HANI, S. **Electric Vehicle Traction Drives and Charging Station Power Electronics: Current Status and Challenges**. **Energies**, v. 15, n. 16, p. 6037, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en15166037>. Acesso em: 20 fev. 2023.
- <sup>14</sup>SANTOS, Max Mauro Dias. **Veículos elétricos e híbridos: fundamentos, características e aplicações**. São Paulo: Ética, 2020. ISBN 978-85-365-3283-7.
- <sup>15</sup>YILMAZ, M.; KREIN, P.T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE Trans. Power Electron**, v. 28, p. 2151–2169, 2012.
- <sup>16</sup>MAYER, ROBSON. **Conversores cc-cc bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos** / Robson Mayer. Udesc,2019.
- <sup>17</sup>DAS, H.S.; RAHMAN, M.M.; LI, S.; TAN, C. Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review. **Renew. Sustain. Energy Rev.**, v. 120, p. 109618, 2020.
- <sup>18</sup>VU, V.B.; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ, J.M.; PICKERT, V.; DAHIDAH, M.; TRIVIÑO, A. A hybrid charger of conductive and inductive modes for Electric Vehicles. **IEEE Trans. Ind. Electron**, n. 68, p. 12021-12033, 2020.
- <sup>19</sup>PATIL, Devendra et al. Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 4, n. 1, p. 3-37, 2018. DOI 10.1109/TTE.2017.2780627.
- <sup>20</sup>WU, H. A survey of battery swapping stations for electric vehicles: Operation modes and decision scenarios. **IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.**, n. 23, p. 10163–10185, 2021.
- <sup>21</sup>DE SOUZA BETÉ, Thiago *et al.* (2020). **Veículos Sustentáveis para a Mobilidade Urbana nas Cidades do Futuro**. **International Journal of Professional Business Review**. v. 5, p. 169, 2020. 10.26668/businessreview/2020.
- <sup>22</sup>SOUSA, T.J.C.; PEDROSA, D.; MONTEIRO, V.; AFONSO, J.L. A Review on Integrated Battery Chargers for Electric Vehicles. **Energies** v. 15, p. 2756, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en15082756>. Acesso em: 15 fev. 2023.
- <sup>23</sup>RACHID, A.; EL FADIL, H.; GAOUZI, K.; RACHID, K.; LASSIOUI, A.; EL IDRISSE, Z.; KOUNDI, M. Electric Vehicle Charging Systems: Comprehensive Review. **Energies**, v. 16, 255, 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en16010255>. Acesso em: 15 fev. 2023.

- <sup>24</sup>HAGHBIN, S. *et al.* Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 2, p. 459–473, 2013.
- <sup>25</sup>HUSAIN, Iqbal *et al.* Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 109, n. 6, p. 1039-1059, June 2021. DOI 10.1109/JPROC.2020.3046112.
- <sup>26</sup>THIMMESCH, D. **Integral Inverter/Battery Charger for Use in Electric Vehicles**. USA Department of Energy/NASA: Springfield, VA, USA, 1983.
- <sup>27</sup>RIPPEL, W. **Integrated Traction Inverter and Battery Charger Apparatus**. Depositante: U.S. Patent. Depósito: 1990.
- <sup>28</sup>RIPPEL, W.; COCCONI, A. **Integrated Motor Drive and Recharge System**. Depositante: U.S. Patent. Depósito: 1992.
- <sup>29</sup>COCCONI, A. **Combined Motor Drive and Battery Charger System**. Depositante: U.S. Patent. Depósito: 1994.
- <sup>30</sup>SOLERO, L. Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, n. 50, p. 144–149, 2001.
- <sup>31</sup>PELLEGRINO, G.; ARMANDO, E.; GUGLIELMI, P. An Integral Battery Charger with Power Factor Correction for Electric Scooter. **IEEE Trans. Power Electro**, n. 25, p. 751–759, 2010.
- <sup>32</sup>DE SOUSA, Luis; SILVESTRE, Benedicte; BOUCHEZ, Boris. A combined multiphase electric drive and fast battery charger for electric vehicles. **IEEE explore**, 2010, p. 1-6. DOI: 10.1109/VPPC16577.2010. 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference.
- <sup>33</sup>BRUYERE, Antoine *et al.* A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode. **2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. IEEE VPPC**, Lille, France, 2010. p. 1-7.
- <sup>34</sup>LACROIX, Samantha; LABOURÉ, Eric; HILAIRET, Mickaël. An integrated fast battery charger for electric Vehicle. Proc. **IEEE VPPC**, Lille, France, 2010, p. 1-6.
- <sup>35</sup>SUL, Seung-Ki; LEE, Sang-Joon. An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 5, p. 1096-1099, 1995.
- <sup>36</sup>POLLOCK, C.; THONG, W.K. Low-cost battery-powered switched reluctance drives with integral battery-charging capability. **IEEE Trans. Ind. Appl.** N. 36, p. 1676-1681, 2000.
- <sup>37</sup>CHANG, H.-C.; LIAW, C.-M. Development of a Compact Switched-Reluctance Motor Drive for EV Propulsion with Voltage-Boosting and PFC Charging Capabilities. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, n. 58, p. 3198–3215, 2009.

- <sup>38</sup>CHANG, H.; LIAW, C. An Integrated Driving/Charging Switched Reluctance Motor Drive Using Three-Phase Power Module. **IEEE Trans. Ind. Electron**, v. 58, p. 1763–1775, 2011.
- <sup>39</sup>SOUSA, T. J. C.; MONTEIRO, V.; PEDROSA, D.; MACHADO, L.; AFONSO, J.L. Unified Systems for Traction and Battery Charging of Electric Vehicles: A Sustainability Perspective. **EAI Endorsed Trans. Energy Web**, 8, 170557, 2021.
- <sup>40</sup>KADUREK, P; IOAKIMIDIS, C; FERRAO, P. Electric Vehicles and their impact to the electric grid in isolated systems. *In: PROC. POWER ENGINEERING INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES*, 2009, [S.l.]. **Anais [...]**. [S.l.], 2009, p. 49-54.
- <sup>41</sup>CLEMENT, K; HAESSEN, E; DRIESEN, J. **Coordinated charging of multiple plug-in hybrid electric vehicles in residential distribution grids**. *In: PROC. IEEE POWER SYSTEMS CONFERENCE AND EXPOSITION*, [S.l.], 2009. **Anais [...]**. [S.l.], 2009, p.1- 7, mar. 2009.
- <sup>42</sup>VAN MIERLO, J.; BERECIBAR, M.; EL BAGHDADI, M.; DE CAUWER, C.; MESSAGIE, M.; COOSEMANS, T.; JACOBS, V.A.; HEGAZY, O. Beyond the State of the Art of Electric Vehicles: A Fact-Based Paper of the Current and Prospective Electric Vehicle Technologies. **World Electr. Veh. J.**, v.12, n. 1, p. 20, 2021.
- <sup>43</sup>SAHINLER, G. B; POYRAZOGLU, G. V2G Applicable Electric Vehicle Chargers, Power Converters & Their Controllers: A Review. *In: 2020 2ND GLOBAL POWER, ENERGY AND COMMUNICATION CONFERENCE (GPECOM)*, Izmir, Turkey, 2020. **Anais [...]**. Izmir, Turkey, 2020, p. 59-64, doi: 10.1109/GPECOM49333.2020.9247870.
- <sup>44</sup>RACHID, A.; EL FADIL, H.; LASSIOUI, A.; GIRI, F. Advanced Control of Bidirectional Three-Phase BEV Charger with V2X Technology. **Int. J. Model. Identif. Control**, n. 33, p. 344–357, 2019.
- <sup>45</sup>ISLAM, S.; IQBAL, A.; MARZBAND, M.; KHAN, I.; AL-WAHEDI, A.M.A.B. State-of-the-Art Vehicle-to-Everything Mode of Operation of Electric Vehicles and Its Future Perspectives. **Renew. Sustain. Energy Rev.** n. 166, 112574, 2022.
- <sup>46</sup>DU, Y; LUKIC, S; JACOBSON, B; HUANG, A. Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure. *In: 2011 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, Phoenix, AZ, USA, 2011. **Anais [...]**. Phoenix, AZ, USA, 2011, p. 553-560, doi: 10.1109/ECCE.2011.6063818.
- <sup>47</sup>GARCIA, O.; FLORES, L.A.; OLIVER, J.A.; COBOS, J.A.; DE LA PENA, J. Bi1-directional DC-DC Converter For Hybrid Vehicles. **IEEE 36th**, 16 June 2005, p. 188-1886. Power Electronics Specialists Conference, 2005.
- <sup>48</sup>R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala. **Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges**. Depositante: U.S. Patent, 5 027 264. Depósito: 2005.

- <sup>49</sup>LI, H; PENG, F. Z; LAWLER, J. S. A natural ZVS high-power bidirectional dc–dc converter with minimum number of devices. *In: CONFERENCE RECORD OF THE 2001 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE. 36TH IAS ANNUAL MEETING (Cat. No. 01CH37248). 2001. Anais[...].* IEEE, 2001, p. 1874-1881.
- <sup>50</sup>ZHU, Lizhi. A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC–DC converter for bidirectional high power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 2, p. 422-429, 2006.
- <sup>51</sup>WANG, Kunrong *et al.* Bidirectional DC/DC Converters for Fuel Cell Systems. *In: PROC. POWER ELECTRON IN TRANSPORT. IEEE, 1998. Anais [...],* 1998, p. 47–51.
- <sup>52</sup>WANG, Kunrong; LEE, Fred C.; LAI, Jason. Operation Principles of Bi-directional Full-bridge DC/DC Converter with Unified Softswitching Scheme and Soft-starting Capability. **Fifteenth Annual IEEE**, v. 1, p. 111-118. Applied Power Electronics Conference And Exposition, APEC 2000.
- <sup>53</sup>LI, R. *et al.* Design and implementation of a hybrid energy supply system for railway vehicles. **IEEE explore**, 2005. p. 474-480. Twentieth Annual Ieee Applied Power Electronics Conference And Exposition, 2005, APEC 2005.
- <sup>54</sup>Su-Jin Jang, Tae-Won Lee, Won-Cbul Lee, Chung-Yuen Won, “**Bidirectional DC to DC Converters for Fuel Cell Generation System**”, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Volume 6, 20-25 June 2004 Page(s):4722 - 4728 Vol.6
- <sup>55</sup>H. L. Chan, K. W. E. Cheng and D. Sutanto, “**A Fhase-Shift Controlled Bi-directional DC-DC Converter**”, SCS'99, July6-7, page(s): 319-322
- <sup>56</sup>PENG, Fang Z. *et al.* A new ZVS bi-directional dc-dc converter for fuel cell and battery application. **IEEE Trans. Power Electron.**, v.19, n.1, p. 54-65, 2004.
- <sup>57</sup>XU, Xinyu; KHAMBADKONE, Ashwin M.; ORUGANTI, Ramesh. A SoftSwitched Back-to-Back Bi-directional DC/DC Converter with a FPGA based Digital Control for Automotive applications. *In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, p. 262-267
- <sup>58</sup>TAO, Haimin *et al.* Triple-half-bridge bidirectional converter controlled by phase shift and PWM. *In: TWENTY-FIRST ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2006. APEC '06*, Dallas, TX, USA, 2006, p. 7. DOI 10.1109/APEC.2006.1620700.
- <sup>59</sup>FAHEM, Kawther; CHARIAG, Dhia Elhak; SBITA, Lassaâd. On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON GREEN ENERGY CONVERSION SYSTEMS (GECS), Hammamet, Tunisia, 2017. Anais[...].* Hammamet, Tunisia, 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/GECS.2017.8066189.

- <sup>60</sup>BERREHIL EL KATTEL, MENAOUAR. **NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS** – UDESC; Joinville, 2018.
- <sup>61</sup>EL KATTEL, Menaouar B.; MAYER, Robson; OLIVEIRA, Sérgio VG. Comprehensive review of battery charger structures of EVs and HEVs for levels 1–3. **Int J Circ Theor Appl**, p. 1-29, 2023. DOI10.1002/cta. 3579.
- <sup>62</sup>DE DONCKER, Rik WAA; DIVAN, Deepakraj M.; KHERALUWALA, Mustansir H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991. Conference Record of the 1988 IEEE, pp.796-805 vol.1,2- 7 Oct. 1988.
- <sup>63</sup>DE DONCKER, Rik WAA; DIVAN, Deepakraj M.; KHERALUWALA, Mustansir H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991.
- <sup>64</sup>KJAER, P.C.; NORRGA, STAFFAN; OSTLUND, S. A primary- switched line - side converter using zero voltage switching. **Conference Record of the IEEE**, v. 4, 2000, p.2361- 2368. Industry Applications Conference, 2000.
- <sup>65</sup>CHA, Hanju *et al.* A New Bi-directional Three-phase Interleaved Isolated Converter with Active Clamp. *In: TWENTY-FOURTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2009*, Washington, DC, USA. **Anais [...]**. Washington, DC, USA, 2009, p. 1766-1772, doi: 10.1109/APEC.2009.4802909.
- <sup>66</sup>KWON, M.; PARK, J.; CHOI, S. A Bidirectional Three-Phase Push- Pull Converter With Dual Asymmetrical PWM Method. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v.31, n.3, p.1887-1895, march 2016.
- <sup>67</sup>JIMICHI, Takushi; KAYMAK, Murat; DE DONCKER, Rik W. Comparison of single-phase and three-phase dual-active bridge DC-DC converters with various semiconductor devices for offshore wind turbines. *In: IEEE 3rd INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE AND ECCE ASIA (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, Kaohsiung, Taiwan. **Anais [...]**. Kaohsiung, Taiwan, 2017. p. 591-596, doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992105.
- <sup>68</sup>BLASUTTIGH, Nicola *et al.* Comparative Study of Single-phase and Three-phase DAB for EV Charging Application. *In: 2022 24TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'22 ECCE EUROPE)*. 2022, Hanover, Germany. **Anais [...]**, Hanover, Germany, 2022, p. 1-9.
- <sup>69</sup>NGUYEN, Duy-Dinh *et al.* **A comparison study of modulation methods for three-phase dual-active-bridge converters in battery charging applications.** **IEEE 12TH ENERGY CONVERSION CONGRESS & EXPOSITION - ASIA (ECCE-ASIA)**, 2021, Singapore. **Anais [...]**. Singapore, 2021, p. 1033-1038, doi: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479112.

<sup>70</sup>FRITZ, Niklas *et al.* Flux Control Modulation for Three-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converters. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-HIMEJI 2022- ECCE ASIA)*, 2022, Himeji, Japan. **Anais [...]**. Himeji, Japan, 2022, p. 1842-1849, doi: 10.23919/IPEC-Himeji2022-ECCE53331.2022.9807024.