

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

**JOÃO PAULO BERTOLINI SEHN**

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO  
SUAVE UTILIZADO EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA CARROS  
ELÉTRICOS**

**JOINVILLE, SC**

**2014**

**JOÃO PAULO BERTOLINI SEHN**

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO  
SUAVE UTILIZADO EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA CARROS  
ELÉTRICOS**

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

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

**JOINVILLE, SC**

**2014**

**JOÃO PAULO BERTOLINI SEHN**

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO  
SUAVE UTILIZADO EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA CARROS  
ELÉTRICOS**

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

**Banca Examinadora**

Orientador:

---

Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira  
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro:

---

Dr. Yales Rômulo de Novaes  
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro:

---

Dr. Alessandro Luiz Batschauer  
Universidade do Estado de Santa Catarina

**Joinville, SC, 01/07/2014**

*O presente trabalho dedico:*

*A Deus, em primeiro lugar, pela força e coragem durante toda esta caminhada.*

*Aos meus pais e irmã, pelo amor e carinho dado durante todo meu caminho.*

*Ao professor Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira pela paciência na orientação e incentivo que tornaram possível a conclusão deste trabalho.*

*Aos amigos e colegas, pelo incentivo e pelo apoio constante.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades.

A minha mãe Eulita, pelo amor, incentivo, apoio e conselhos nas horas difíceis, de desânimo e cansaço.

Ao meu pai Claudi, pelas horas de conversa e apoio incondicional que me fortaleceram nas dificuldades.

A minha irmã Jamile, pela explosão de alegria, fonte de motivação.

A minha família, que nos momentos de minha ausência dedicados ao estudo superior, sempre fizeram entender que o futuro é fruto de nossa dedicação no presente.

Um agradecimento especial para meu orientador e professor Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, por me dar essa oportunidade, confiar em mim, me mostrar novos caminhos, pela paciência e dedicação na orientação e, principalmente, por sua amizade.

Ao professor Dr. Yales Rômulo de Novaes, pela sua ajuda, correções e incentivos.

Aos professores da banca examinadora: Dr. Sérgio, Dr. Yales e Dr. Alessandro Batschauer pelas contribuições para o aperfeiçoamento deste trabalho.

Aos mestrandos de Engenharia Elétrica da UDESC: Gustavo Lambert, Thiago Lemes, Felipe Joel Zimann e Felipe Guilherme Stein, amigos que disponibilizaram o pouco de seu tempo para me auxiliar sempre que precisei.

Ao amigo e colega Gustavo Carlos Knabben, por estar sempre disposto a ajudar.

Aos amigos do PET Engenharia Elétrica UDESC, pela paciência e ajuda durante todo o trabalho.

Ao PET Engenharia Elétrica, pelo fornecimento das ferramentas, espaço, componentes e incentivos necessários para a conclusão do projeto.

Ao nPEE UDESC, pelo fornecimento de ferramentas e componentes essenciais ao trabalho.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte de minha formação.

*"Por isso não tema, pois estou com você; não tenha medo, pois sou o seu Deus. Eu o fortalecerei e o ajudarei; eu o segurarei com a minha mão direita vitoriosa."*

*Isaías 41:10*

## RESUMO

SEHN, João Paulo Bertolini. **Conversor CC-CC isolado em ponte completa com comutação suave utilizado em carregadores de baterias para carros elétricos.** Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica – Área: Eletrônica de Potência) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2014.

Este trabalho apresenta o estudo da estrutura de um carregador de baterias monofásico de baixa potência. O carregador é composto por dois estágios de processamento de energia, consistindo o primeiro estágio de um conversor CA-CC *bridgeless* com correção do fator de potência, e o segundo estágio de um conversor CC-CC *full bridge ZVS PWM PS*, isolado em alta frequência, com comutação sob tensão nula e com controle de potência transferida à saída por deslocamento de fase. Este conversor é responsável pelo isolamento, adaptação e regulação da tensão de saída. Para o conversor CA-CC apenas será realizada uma análise qualitativa, já para o conversor CC-CC, realizar-se-á uma análise qualitativa, quantitativa, dimensionamento, simulações e implementação prática baseada na especificação de um banco de duas baterias conectadas em série, totalizando uma potência total de 600W, tensão de carga de 28,5V e corrente máxima de saída de 20A.

**Palavras-chave:** Carregador de Baterias. Conversores CC-CC. Veículos Elétricos.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Pilha criada por Alessandro Volta .....	20
Figura 2 - Célula pilha .....	22
Figura 3 - Algumas relações energia / massa .....	24
Figura 4 - Bateria de chumbo-ácido utilizada em automóveis .....	25
Figura 5 - Bando de baterias de Ni-Cd.....	26
Figura 6 - Bateria de Ni-MH utilizada em EVs .....	27
Figura 7 - Bateria de Íon de lítio .....	29
Figura 8 - Curva de carga para uma célula da bateria de chumbo-ácido.....	31
Figura 9 - Curva de carga para uma célula da bateria de Ni-MH .....	32
Figura 10 - Curva de carga para uma célula da bateria de íon de lítio.....	33
Figura 11 - Diagrama de blocos simplificado do carregador de baterias.....	34
Figura 12 - Conversor <i>boost</i> PFC.....	35
Figura 13 - Estrutura básica do conversor <i>bridgeless</i> .....	36
Figura 14 - Estrutura básica do conversor <i>half-bridge</i> .....	37
Figura 15 - Estrutura básica do conversor <i>full-bridge</i> com estágio retificador em ponte .....	37
Figura 16 - Estrutura básica do conversor <i>push-pulli</i> com entrada em tensão.....	38
Figura 17 - Topologia proposta .....	39
Figura 18 - Primeira etapa de operação .....	40
Figura 19 - Segunda etapa de operação .....	41
Figura 20 - Terceira etapa de operação .....	41
Figura 21 - Quarta etapa de operação .....	42
Figura 22 - Formas de onda do conversor <i>Bridgeless</i> .....	43
Figura 23 - Primeira etapa de operação .....	46
Figura 24 - Segunda etapa de operação .....	46
Figura 25 - Terceira etapa de operação .....	47
Figura 26 - Quarta etapa de operação .....	47
Figura 27 - Quinta etapa de operação.....	48
Figura 28 - Sexta etapa de operação .....	48
Figura 29 - Sétima etapa de operação .....	49

Figura 30 - Oitava etapa de operação.....	49
Figura 31 - Nona etapa de operação.....	50
Figura 32 - Décima etapa de operação.....	50
Figura 33 - Décima primeira etapa de operação.....	51
Figura 34 - Décima segunda etapa de operação.....	51
Figura 35 - Convenções utilizadas nas formas de onda.....	52
Figura 36 - Principais formas de onda do conversor <i>Full Bridge</i> .....	53
Figura 37 - <i>Full Bridge</i> com <i>snubbers</i> (pontilhado azul) e circuito de bloqueio CC (vermelho).....	55
Figura 38 - Conversor <i>Full Bridge</i> com derivação central.....	68
Figura 39 - Diagrama interno do CI UCC3895.....	71
Figura 40 - Estrutura do circuito de comando.....	72
Figura 41 - Controlador PID.....	72
Figura 42 - Modelo térmico.....	85
Figura 43 - Simulação com componentes ideais.....	87
Figura 44 - Formas de onda da tensão e corrente na chave S1.....	88
Figura 45 – Formas de onda da tensão e corrente na chave S2.....	89
Figura 46 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor ressonante.....	90
Figura 47 - Formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador.....	91
Figura 48 - Formas de onda de tensão e corrente no secundário do transformador.....	92
Figura 49 - Formas de onda de tensão e corrente no diodo retificador de saída.....	93
Figura 50 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor de saída.....	94
Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída.....	95
Figura 52 - Formas de onda de tensão e corrente na carga.....	96
Figura 53 - Circuito primário simulado no OrCAD PSpice.....	99
Figura 54 - Circuito secundário simulado no OrCAD PSpice.....	100
Figura 55 - Circuito <i>driver</i> simulado no OrCAD PSpice.....	101
Figura 56 - Forma de onda da tensão de gatilho de M1 e tensão de saída.....	102
Figura 57 - Forma de onda de tensão entre os centros dos braços.....	102
Figura 58- Formas de onda de tensão e corrente sobre o transistor M1.....	103
Figura 59 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o transistor M2.....	104
Figura 60 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor ressonante.....	105
Figura 61 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo de saída.....	105
Figura 62 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de saída.....	106

Figura 63 - Formas de onda de tensão e corrente em um dos capacitores de saída .....	107
Figura 64 - Esquemático da parte de potência.....	109
Figura 65 - Esquemático da parte de comando.....	110
Figura 66 - Esquemático da parte de controle.....	111
Figura 67 - <i>Layout</i> do circuito de comando e potência.....	113
Figura 68 - <i>Layout</i> superior da placa de controle .....	114
Figura 69 - <i>Layout</i> da parte inferior da placa de controle .....	114
Figura 70 - Vista superior do conversor.....	115
Figura 71 - Vista lateral do conversor.....	116
Figura 72 - Comando gerado pelo CI UCC3895 para as chaves S1 e S3.....	116
Figura 73 - Comando gerado pelo CI UCC3895 para as chaves S2 e S4.....	117
Figura 74 - Tensão entra porta e fonte dos transistores S1 e S3.....	117
Figura 75 - Tensão entre porta e fonte dos transistores S2 e S4.....	118
Figura 76 - Tensão e corrente sobre o indutor de filtro .....	118
Figura 77 - Forma de onda de tensão de saída .....	119
Figura 78 - Tensão e corrente sobre a chave S3 .....	120
Figura 79 - Tensão e corrente sobre a chave S4 .....	120
Figura 80 - Tensão e corrente sobre o primário do transformador .....	121
Figura 81 - Tensão e corrente no ponto AB .....	121
Figura 82 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo retificador de saída .....	122
Figura 83 - Oscilação no barramento de entrada antes das modificações.....	123
Figura 84 - Oscilação no barramento de entrada após as modificações.....	123
.....	

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Linha do tempo da evolução das baterias elétricas.....	21
Tabela 2 - Principais características de algumas baterias.....	23
Tabela 3 - Algumas especificações de potência e tempo de carga para carregadores nível 1.....	39
Tabela 4 - Comparação entre os CIs UC3875, UC3879 e UCC3895.....	70
Tabela 5 - Especificação do conversor <i>Full Bridge</i> .....	75
Tabela 6 - Potência média dissipada nos principais semicondutores .....	84
Tabela 7 - Características do MOSFET IRF740.....	97
Tabela 8 - Características do diodo retificador de saída MUR3020 .....	98
Tabela 9 - Caraterísticas do diodo de grampeamento MUR860 .....	98

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Ni-MH	Metal Hidreto de Níquel
Ni-Cd	Níquel Cádmio
Cu	Cobre
Li	Lítio
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínuo)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do Fator de Potência)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (transistor de efeito de campo metal - óxido – semicondutor)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (chaveamento sob tensão nula)
AWG	<i>American Wire Gage</i>
CI	Circuito integrado
FB	<i>Full Bridge</i> (Ponte completa)
FP	Fator de potência
PID	Proporcional Integral Derivativo
PS	<i>Phase Shift</i> (Deslocamento de fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

## LISTA DE SÍMBOLOS

$I$	Corrente
$V$	Tensão
$T$	Temperatura
$\eta$	Eficiência
$D$	Razão cíclica
$\Delta D$	Perda de razão cíclica
$D_{m\acute{a}x}$	Razão cíclica máxima
$V_{in}$	Valor nominal da tensão de entrada
$V_{inmax}$	Valor máximo da tensão de entrada
$V_f$	Queda de tensão direta no diodo
$V_{inmin}$	Valor mínimo da tensão de entrada
$V_o$	Valor nominal da tensão de saída
$V_{om\acute{a}x}$	Valor máximo da tensão de saída
$V_{omin}$	Valor mínimo da tensão de saída
$\Delta V_o$	Varição da tensão de saída
$I_o$	Valor nominal da corrente de saída
$\Delta I_o$	Varição da corrente de saída
$I'_o$	Corrente de saída refletida para o primário do transformador
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f_c$	Frequência de cruzamento
$P_o$	Potência nominal de saída
$P_{in}$	Potência de entrada
$R_o$	Resistência de saída
$A_e$	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$A_e A_w$	Produto das áreas
$B$	Densidade de fluxo magnético
$C_{cc}$	Capacitor de bloqueio CC no transformador
$C_o$	Capacitância de saída
$C_s$	Capacitor <i>snubber</i>

$d_{max}$	Diâmetro máximo do condutor elementar
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima
$k_w$	Fator de enrolamento
$k_p$	Fator de utilização do primário
$k_t$	Fator de topologia
$k_u$	Fator de utilização do transformador
$l_e$	Comprimento efetivo do núcleo
$l_g$	Entreferro
$L_r$	Indutor ressonante
$n$	Razão entre o número de espiras do secundário e do primário
$N$	Número de espiras
$n_{FB}$	Relação de transformação do conversor <i>Full Bridge</i>
$N_p$	Número de espiras do primário
$N_s$	Número de espiras do secundário
$n_{cond\_paralelo}$	Número de condutores elementares em paralelo
$q$	Ganho estático
$R_o$	Resistência de carga na saída
$RSE$	Resistência série equivalente
$R_{cd}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador
$R_{jc}$	Resistência térmica entra a junção e a cápsula
$R_{da}$	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
$S_{fio}$	Seção do fio
$A_{fio}$	Área do condutor
$A_{cond\_isol}$	Área do condutor com isolamento
$T_{amb}$	Temperatura ambiente
$\mu_o$	Permeabilidade do ar
$\Delta$	Profundidade de penetração
$\Delta T$	Elevação de temperatura

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>TECNOLOGIAS DE BATERIAS</b> .....	<b>20</b>
2.1	EVOLUÇÃO HISTÓRICA .....	20
2.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	22
2.3	PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS.....	23
2.4	BATERIAS CHUMBO-ÁCIDO .....	24
2.5	BATERIAS DE NÍQUEL-CÁDMIO .....	26
2.6	BATERIAS DE NÍQUEL METAL HIDRETO (Ni-MH).....	27
2.7	BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO (li-íon) .....	28
2.8	TÉCNICAS DE CARREGAMENTO DE BATERIAS .....	29
2.8.1	Técnica de carregamento de baterias chumbo-ácido.....	30
2.8.2	Técnica de carregamento para baterias Ni-MH.....	31
2.8.3	Técnica de carregamento para baterias de íon de lítio.....	32
<b>3</b>	<b>TOPOLOGIAS DE CONVERSORES UTILIZADOS NO CARREGAMENTO DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS</b> .....	<b>34</b>
3.1	CONVERSORES CA-CC .....	34
3.2	TOPOLOGIAS DE POSSÍVEIS CONVERSORES CC-CC.....	36
3.3	TOPOLOGIA PROPOSTA .....	38
<b>4</b>	<b>ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR <i>BRIDGELESS</i></b> .....	<b>40</b>
4.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	40
4.1.1	Primeira etapa de operação .....	40
4.1.2	Segunda etapa de operação .....	41
4.1.3	Terceira etapa de operação .....	41
4.1.4	Quarta etapa de operação.....	42
4.2	FORMAS DE ONDA.....	42
<b>5</b>	<b>CONVERSOR FULL-BRIDGE</b> .....	<b>44</b>
5.1	COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA .....	44
5.2	ANÁLISE QUALITATIVA .....	45

5.2.1	Primeira etapa de operação (t0, t1) .....	45
5.2.2	Segunda etapa de operação (t1, t2) .....	46
5.2.3	Terceira etapa de operação (t2, t3) .....	46
5.2.4	Quarta etapa de operação (t3, t4) .....	47
5.2.5	Quinta etapa de operação (t4, t5) .....	47
5.2.6	Sexta etapa de operação (t5,t6) .....	48
5.2.7	Sétima etapa de operação (t6, t7) .....	48
5.2.8	Oitava etapa de operação (t7, t8) .....	49
5.2.9	Nona etapa de operação (t8, t9) .....	49
5.2.10	Décima etapa de operação (t9, t10) .....	50
5.2.11	Décima primeira etapa de operação (t10, t11) .....	50
5.2.12	Décima segunda etapa de operação (t11, t12) .....	51
5.2.13	Análise da comutação .....	51
5.2.14	Formas de onda .....	52
5.2.15	Característica de saída.....	54
5.2.16	Circuitos de grampeamento .....	54
5.2.17	Circuito de bloqueio da componente CC no transformador .....	55
5.3	METODOLOGIA DE PROJETO .....	56
5.3.1	Dimensionamento do transformador de potência .....	56
5.3.2	Dimensionamento do indutor ressonante .....	59
5.3.3	Dimensionamento do indutor de saída .....	61
5.3.4	Dimensionamento dos transistores de potência .....	63
5.3.5	Dimensionamento do capacitor de saída .....	64
5.3.6	Dimensionamento do capacitor de bloqueio CC .....	65
5.3.7	Dimensionamento do resistor de amortecimento em paralelo ao capacitor de bloqueio .....	65
5.3.8	Dimensionamento dos diodos retificadores de saída .....	66
5.3.9	Dimensionando do <i>Snubber</i> RC.....	66
5.3.10	Considerações finais .....	67
5.4	CIRCUITO DE COMANDO .....	68
5.4.1	Os circuitos integrados UC3875, UC3879 e UCC3895 .....	69
5.4.2	Circuito integrado UCC3895.....	70
5.4.3	Circuito de comando.....	71

5.5	CIRCUITO DE CONTROLE .....	72
5.5.1	Controlador Proporcional Integrador Derivativo - PID .....	72
5.5.2	Função transferência da planta .....	73
5.5.3	Cálculo dos parâmetros do controlador .....	73
<b>6</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR CC-CC <i>FULL BRIDGE</i> ZVS PWM PS.....</b>	<b>75</b>
6.1	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR.....	75
6.2	CÁLCULOS PRELIMINARES .....	75
6.3	PROJETO DO TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA .....	76
6.4	PROJETO DO INDUTOR RESSONANTE .....	78
6.5	PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA .....	80
6.6	ESFORÇOS NO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA .....	82
6.7	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA .....	82
6.8	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO DO PRIMÁRIO E RESISTOR DE AMORTECIMENTO.....	83
6.9	ESFORÇOS NOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA.....	83
6.10	CIRCUITO <i>SNUBBER</i> .....	84
6.11	CÁLCULO TÉRMICO.....	84
<b>7</b>	<b>SIMULAÇÕES .....</b>	<b>87</b>
7.1	SIMULAÇÃO COM COMPONENTES IDEAIS .....	87
7.1.1	Resultados da simulação .....	87
7.1.2	Conclusão .....	96
7.2	SIMULAÇÃO COM COMPONENTES REAIS .....	97
7.2.1	Transistores de potência da ponte completa.....	97
7.2.2	Diodos retificadores do secundário .....	97
7.2.3	Diodos de grampeamento do primário .....	98
7.2.4	Capacitor do filtro de saída.....	98
7.2.5	Simulação com componentes reais.....	99
7.2.6	Resultados da simulação .....	101
<b>8</b>	<b>DEFINIÇÃO DO <i>LAYOUT</i> E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR ....</b>	<b>108</b>
8.1	DESENHO DOS ESQUEMÁTICOS .....	108
8.2	DESENHO DO <i>LAYOUT</i> DO CONVERSOR.....	112

<b>9</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>115</b>
	9.1 CIRCUITO DE ACIONAMENTO.....	116
	9.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	118
	9.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O FILTRO DE ENTRADA .....	122
	9.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONTROLE .....	123
<b>10</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>124</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Carros elétricos ainda são grandes objetos de estudo, visto que seu uso comercial, no que tange a substituição dos meios de transporte tradicionais, ainda não aconteceu de forma consolidada e abrangente. Isso se deve à limitação tecnológica devido, principalmente, ao atraso no desenvolvimento de tecnologias de baterias adequadas, duráveis e robustas as quais se adequem a tal aplicação.

Um dos caminhos para que se possa superar tal realidade é o desenvolvimento de dispositivos que aprimorem a eficiência e desempenho dos bancos de baterias disponíveis atualmente. Deste modo, o estudo de carregadores de baterias deve ser destacado, levando-se em conta as características dos bancos atuais a fim de aprimorar sua eficiência e que possam abrir caminho para a consolidação do carro elétrico no mercado atual.

Com o crescente avanço de tecnologias as quais visam a melhor utilização dos recursos energéticos disponíveis e a necessidade crescente de circuitos compactos, buscou-se o desenvolvimento de conversores estáticos com operação em alta frequência, empregados no suprimento de energia para sistemas de carga de bancos de baterias. Deste modo, foi proposto como principal objetivo deste trabalho, o estudo e implementação de um conversor C.C.-C.C. a ser aplicado no carregamento de baterias, visando considerar os requisitos de carregadores de baixa potência atuais. O trabalho foi dividido em 10 principais capítulos, sendo o primeiro deles a introdução e os demais descritos a seguir.

No Capítulo 2, serão expostas as tecnologias de baterias encontradas atualmente, assim como os métodos necessários para seu carregamento, a fim de ilustrar as peculiaridades e os cuidados que devem ser tomados ao se carregar cada uma delas.

No Capítulo 3, apresentar-se-á uma breve comparação entre as topologias C.A.-C.C. encontradas atualmente as quais podem ser utilizadas no sistema, assim como para as topologias C.C.-C.C., com o objetivo de propor uma estrutura completa de um carregador de baterias compacto e eficiente, atendendo à aplicação sugerida.

No Capítulo 4, será exposta uma análise qualitativa do conversor C.A.-C.C. *Bridgeless* proposto, com o objetivo de ilustrar suas principais vantagens e desvantagens, além do princípio de funcionamento e as principais formas de onda.

No Capítulo 5, apresentar-se-á características do conversor C.C.-C.C. *Full Bridge ZVS PWM PS*, expondo seus pontos positivos e negativos, princípios de funcionamento, análise qualitativa, onde serão expostas as formas de onda, características de saída, circuitos de grampeamento e circuitos de bloqueio C.C., metodologia de projeto e, ao final, circuitos de comando e controle.

No Capítulo 6 será apresentado o projeto completo do conversor *Full Bridge* a fim de projetar os magnéticos, interruptores de potência, filtros de saída, filtros de bloqueio CC, diodos retificadores, *snubbers* e, finalmente, cálculo térmico do conversor.

No Capítulo 7 apresentar-se-á simulações com componentes ideais e reais a fim de comprovar o funcionamento do conversor e levantar os esforços de tensão e corrente nos componentes, além de realizar ajustes a fim de reduzir o número de erros na posterior implementação.

No Capítulo 8, será apresentada a definição do *layout*, em conjunto com o esquemático completo de comando, controle e potência do conversor.

No Capítulo 9, apresentar-se-á os resultados experimentais da topologia implementada, assim como algumas considerações acerca do retificador e controle do conversor.

Por fim, no Capítulo 10 serão apresentadas as conclusões, expondo sugestões para trabalhos futuros na área, seguidas das referências bibliográficas do trabalho.

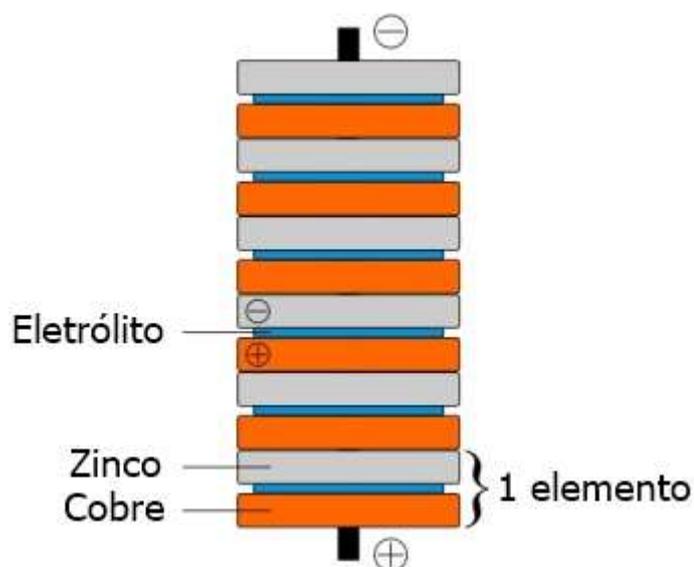
## 2 TECNOLOGIAS DE BATERIAS

Iniciar-se-á nesta seção o estudo das baterias, dando início pela evolução histórica, princípios de funcionamento, principais características, quais os tipos de baterias aplicáveis em veículos elétricos e, finalmente, quais as técnicas de carregamento empregadas nos diferentes tipos de baterias.

### 2.1 EVOLUÇÃO HISTÓRICA

No ano de 1800 Alessandro Volta criou a chamada pilha fotovoltaica baseada no princípio da eletrólise. Nessa pilha, considerada o marco inicial para a criação das baterias, utilizava-se um par de discos de cobre e zinco empilhados verticalmente e separados por uma camada de papelão (ou pano) contendo uma solução salina, assim como mostrado na Figura 1. Tal estrutura gerava uma tensão contínua provinda da reação dos metais com os fluídos da solução. Percebeu-se também que a sua associação em série gerava um aumento na diferença de potencial entre seus terminais, abrindo caminho para a criação das primeiras baterias. [1]

Figura 1 - Pilha criada por Alessandro Volta



Fonte: <http://operamundi.uol.com.br>

A partir deste invento, iniciou-se uma grande e rápida evolução em dispositivos de armazenamento de energia, como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 - Linha do tempo da evolução das baterias elétricas

<b>1600</b>	William Gilbert	Estudo sobre os princípios da eletrólise
<b>1761</b>	Luigi Galvani	Descoberta da eletricidade em animais
<b>1800</b>	Alessandro Volta	Invenção da pilha fotovoltaica
<b>1802</b>	William Cruickshank	Primeira bateria passível de produção em massa
<b>1820</b>	André-Marie Ampère	Geração de eletricidade através do magnetismo
<b>1833</b>	Michael Faraday	Publicação da Lei de Faraday
<b>1836</b>	John F. Daniell	Invenção da célula de Daniell
<b>1839</b>	William Robert Grove	Invenção da célula combustível (H <sub>2</sub> /O <sub>2</sub> )
<b>1859</b>	<b>Gaston Planté</b>	<b>Invenção da bateria de chumbo-ácido</b>
<b>1868</b>	Georges Leclanché	Invenção da célula de Leclanché
<b>1899</b>	Waldmar Jungner	Invenção da bateria de níquel-cádmio
<b>1901</b>	Thomas A. Edison	Invenção da bateria de níquel-ferro
<b>1932</b>	Shlecht & Ackermann	Invenção da placa de pólo sintetizado
<b>1947</b>	Georg Neumann	Selado das baterias de níquel-cádmio
<b>1949</b>	Lew Urry, Eveready Battery	Invenção das baterias alcalinas
<b>1970</b>	Diversos grupos	Desenvolvimento de baterias chumbo-ácido controladas por válvulas.
<b>1990</b>	Diversos grupos	Comercialização das baterias de níquel-metal-hidreto
<b>1991</b>	Sony	Comercialização das baterias de lítio-íon
<b>1994</b>	Belcore	Comercialização de polímero de lítio-íon
<b>1996</b>	Moli Energy	Introdução de Li-ion com catodo de manganês
<b>1996</b>	University of Texas	Identificação de Li-fosfato (LiFePO <sub>4</sub> )
<b>2002</b>	University of Montreal, Quebec Hydro, MIT, others	Melhoria da Li-fosfato, nanotecnologia, comercialização

Fonte: [2]

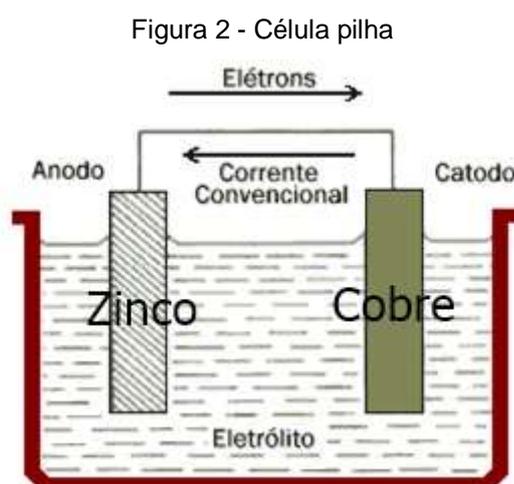
Destaca-se na tabela anteriormente apresentada a bateria de chumbo-ácido inventada pelo físico francês **Gastón Plante**. Essa tecnologia ainda é utilizada atualmente na maioria das aplicações que requerem o armazenamento de energia.

Além disso, a invenção das baterias de lítio, e a posterior correção de sua instabilidade realizando a inserção de íons de lítio, se mostrou fundamental no

desenvolvimento das baterias e atualmente esse tipo de tecnologia é, mesmo com um custo mais elevado, preferencial em aplicações que envolvam veículos elétricos.

## 2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Uma bateria é um dispositivo que produz energia elétrica a partir da energia química previamente armazenada. Para exemplificar o princípio de funcionamento, supõe-se que se tenha dois eletrodos de metais diferentes, neste caso cobre e zinco. Ambos os eletrodos se encontram em uma solução de sulfato de cobre e ligam-se os mesmos eletricamente mediante um fio. As barras de zinco e cobre fornecem as superfícies para que possa ocorrer a oxidação e a redução, respectivamente. A célula pilha em questão é mostrada na Figura 2.



Fonte: <http://wmnett.com.br>

Como os eletrodos de zinco e cobre estão ligados entre si, há um escoamento dos elétrons do eletrodo de zinco para o de cobre, sendo então recebidos pelos íons  $Cu^{2+}$ . Quando tais íons recebem esses elétrons, os mesmos serão reduzidos, transformando-se em átomos de cobre que serão depositados no eletrodo de cobre, caracterizando a eletrodeposição.

O eletrodo de zinco, o qual disponibiliza os elétrons e sofre a oxidação, é chamado de ânodo ou terminal negativo, e o eletrodo de cobre, que recebe os elétrons e sofre a redução, é chamado de cátodo ou terminal positivo.

## 2.3 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

Como visto anteriormente, existem diversos tipos de baterias implementadas e utilizadas atualmente, cada uma delas com características diferenciadas. Tais características, que direcionam as aplicações ao tipo de bateria a ser utilizada, são, por exemplo, tensão da bateria por célula, variação de temperatura e ciclos de carga por módulo. A Tabela 2 mostra as principais características de alguns tipos de baterias.

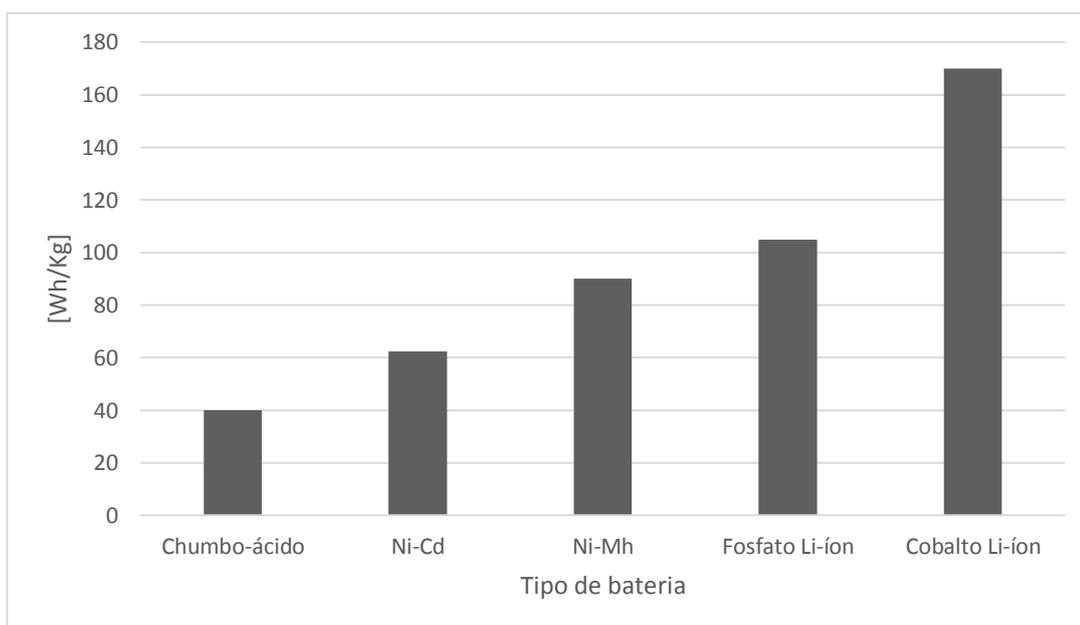
Tabela 2 - Principais características de algumas baterias

<b>Tipo de Bateria</b>	<b>Ciclos de vida útil</b>	<b>Tensão por célula</b>	<b>Temperatura de carga</b>
<b>Chumbo-ácido</b>	200 a 300	2V	-20 a 50°C
<b>Ni-Cd</b>	1000	1,2V	0 a 45°C
<b>Ni-MH</b>	300 a 500	1,2V	0 a 45°C
<b>Fosfato Li-íon</b>	1000 a 2000	3,3V	0 a 45°C
<b>Cobalto Li-íon</b>	500 a 1000	3,6V	0 a 45°C

Fonte: [2]

Além disso, como muitas baterias são aplicadas em sistemas embarcados, uma característica importante é a relação entre a carga armazenada e a massa da respectiva bateria. A Figura 3 ilustra um gráfico indicando a relação energia-massa de alguns tipos de baterias utilizadas no mercado atualmente.

Figura 3 - Algumas relações energia / massa



Fonte: [2]

Percebe-se que as baterias constituídas de íons de lítio possuem uma maior densidade de carga, ou seja, uma maior relação Wh/Kg, destacando-se em aplicações embarcadas. Por outro lado, essa tecnologia de baterias possui um custo maior comparado às demais.

## 2.4 BATERIAS CHUMBO-ÁCIDO

As baterias de chumbo-ácido foram as primeiras baterias recarregáveis para uso comercial. Apesar das mesmas possuírem uma idade avançada, esse tipo de bateria ainda é amplamente utilizado atualmente, visto que nenhuma outra bateria possui um custo-benefício tão alto. Por esse motivo, sua utilização é frequente em automóveis para prover alimentação aos circuitos e câmaras de combustão, empilhadeiras e até mesmo em alguns veículos de tração elétrica. A Figura 4 mostra um exemplo de uma bateria de chumbo-ácido utilizada nos automóveis atuais.

Figura 4 - Bateria de chumbo-ácido utilizada em automóveis



Fonte: <http://www.alunosonline.com.br>

Destacam-se como vantagens da bateria de chumbo-ácido:

- Fabricação simples e baixo custo;
- Dentre as baterias recarregáveis é a que possui menor auto descarga, perdendo, em um período de um ano, 40% da energia armazenada;
- Grande capacidade de suprir altas correntes de descarga;
- Bom desempenho em temperatura;
- Robusta;
- Grande número de fornecedores.

Por outro lado, algumas de suas desvantagens são:

- Baixa densidade de energia (Wh/Kg);
- Carga lenta – carga total leva aproximadamente 14 horas;
- Deve ser armazenada com carga;
- Vida útil limitada de 200 a 300 ciclos;
- Há versões que necessitam de reposição de fluidos;
- Em alguns casos é necessário que seu transporte e utilização sejam na horizontal;
- Não ecológica.

## 2.5 BATERIAS DE NÍQUEL-CÁDMIO

As baterias de níquel-cádmio, inventadas no ano de 1899, possuíam diversas vantagens em comparação as de chumbo ácido, porém, como eram constituídas por materiais mais caros, seu uso inicial era restrito. Com o desenvolvimento da bateria no decorrer dos anos seguintes, deu-se preferência em sua utilização em diversas aplicações. Porém, com o avanço nos estudos de novas topologias de baterias, desenvolveu-se as baterias de níquel metal hidreto, posteriormente apresentadas, mais eficientes e menos poluentes que as baterias de Ni-Cd. A Figura 5 mostra um banco de baterias de Ni-Cd, indicando que seu uso, mesmo com o invento da bateria de Ni-MH, ainda é comum, devido algumas vantagens específicas da topologia.

Figura 5 - Bando de baterias de Ni-Cd



Fonte: <http://greenproductsolutionpr.com/>

Destacam-se como principais vantagens das baterias Ni-Cd:

- Carregamento rápido e simples;
- Alto número de ciclos de carga e descarga – aproximadamente 1000 ciclos;
- Robustez;
- Pode ser armazenada sem carga;
- Simples de ser transportada e armazenada;
- Bom rendimento a baixas temperaturas;
- Baixo custo – possui o menor custo por ciclo;

Por outro lado, algumas desvantagens são:

- Segunda menor densidade de carga menor comparada a outras tecnologias;

- Efeito memória;
- Polui o meio ambiente;
- Alto auto descarregamento;

## 2.6 BATERIAS DE NÍQUEL METAL HIDRETO (Ni-MH)

As baterias de Ni-MH são uma evolução das baterias Ni-Cd. Tais baterias possuem uma eficiência 40% maior se comparada a sua antecessora Ni-Cd, além de, principalmente, não conter metais tóxicos em sua constituição. Foram grandes os avanços em relação a essa tecnologia nas últimas duas décadas, mesmo com o surgimento das baterias de íon de lítio. Isso se deve ao fato de que sistemas constituídos de baterias Ni-MH possuem aproximadamente um terço do preço de sistemas com baterias de li-íon. Por outro lado, por possuírem uma densidade de energia menor comparada às baterias de íon de lítio, em aplicações que possuam restrições relacionadas à massa e espaço, dar-se-á preferência para baterias de íon de lítio. A Figura 6 mostra uma bateria de Ni-MH utilizada em EVs.

Figura 6 - Bateria de Ni-MH utilizada em EVs



Fonte: <http://tecnoblog.net/>

Destacam-se como principais vantagens das baterias Ni-MH:

- Até 40% maior densidade de energia comparada as baterias Ni-Cd;
- Menor efeito memória se comparada à Ni-Cd;
- Facilidade no armazenamento e transporte;
- Segurança – carga rápida, com alta potência;
- Menores danos ao meio ambiente;
- Impedância de carga reduzida.

Por outro lado, algumas desvantagens são:

- Vida útil não muito longa – variando entre 400 e 600 ciclos;
- Pequena tensão por célula – aproximadamente 1,2V;
- Requer um algoritmo de carga complexo;
- Gera maior calor quando carregada rapidamente, comparada a outras tecnologias;
- Elevada perda de carga se armazenada em locais de elevada temperatura.

## 2.7 BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO (li-íon)

As baterias de íon de lítio, ou também conhecidas como li-íon, se destacam no ramo automobilístico por possuírem inúmeras vantagens em relação a outras tecnologias de baterias.

Baterias as quais utilizavam lítio em sua composição começaram a ser pesquisadas em 1912 pelo químico estadunidense Gilbert Newton Lewis. A instabilidade desse metal impossibilitou sua utilização até a década de 1970, onde os trabalhos de pesquisa e desenvolvimento na área abriram espaço para que essa tecnologia de baterias pudesse ser implementada. As primeiras baterias não recarregáveis constituídas pelo metal lítio foram prototipadas, porém, principalmente no processo de carregamento destas baterias, ainda eram encontrados problemas de instabilidade. O problema foi então corrigido após a inserção de íons de lítio ao invés do metal lítio, proporcionando uma maior estabilidade e possibilitando o uso seguro da tecnologia.

Para aplicação em veículos elétricos, baterias as quais possuam a capacidade de carga rápida são interessantes. As baterias de íon de lítio atuais possuem essa característica, tornando-se ainda mais atrativas para aplicação em veículos elétricos.

Segundo uma pesquisa realizada pela *Navigant Research* em Julho de 2013, os líderes de mercado na fabricação de baterias de íon de lítio para aplicação em veículos elétricos são a japonesa AESC, a norte-americana Johnson Controls e a sul coreana LG Chem.

A Figura 7 ilustra uma bateria de íon de lítio de grande porte.

Figura 7 - Bateria de Íon de lítio



Fonte: <http://www.fastcompany.com>

As principais vantagens das baterias de íon de lítio são:

- Alta densidade de energia – variando entre 90 - 190 Wh/kg;
- Baixo efeito de auto descarga;
- Baixa manutenção;
- Ausência do efeito memória;
- Grande potencial por célula – variando entre 3,3V – 3,8V;
- Pode ser descarregada a grandes taxas.

Por outro lado, algumas desvantagens são:

- Requer circuitos que limitem tensão e corrente;
- Degradação quando operada em altas temperaturas;
- Degradação quando é descarregada abaixo de 2V por célula;
- Custo elevado;

## 2.8 TÉCNICAS DE CARREGAMENTO DE BATERIAS

Para que a bateria tenha sua vida útil prolongada e para que se possa usufruir de toda capacidade de armazenamento disponível, faz-se necessário o emprego de técnicas de carregamento das baterias, sendo cada uma destas técnicas diferenciadas dependendo da estrutura química de cada uma delas, capacidade de armazenamento e tempo de carregamento.

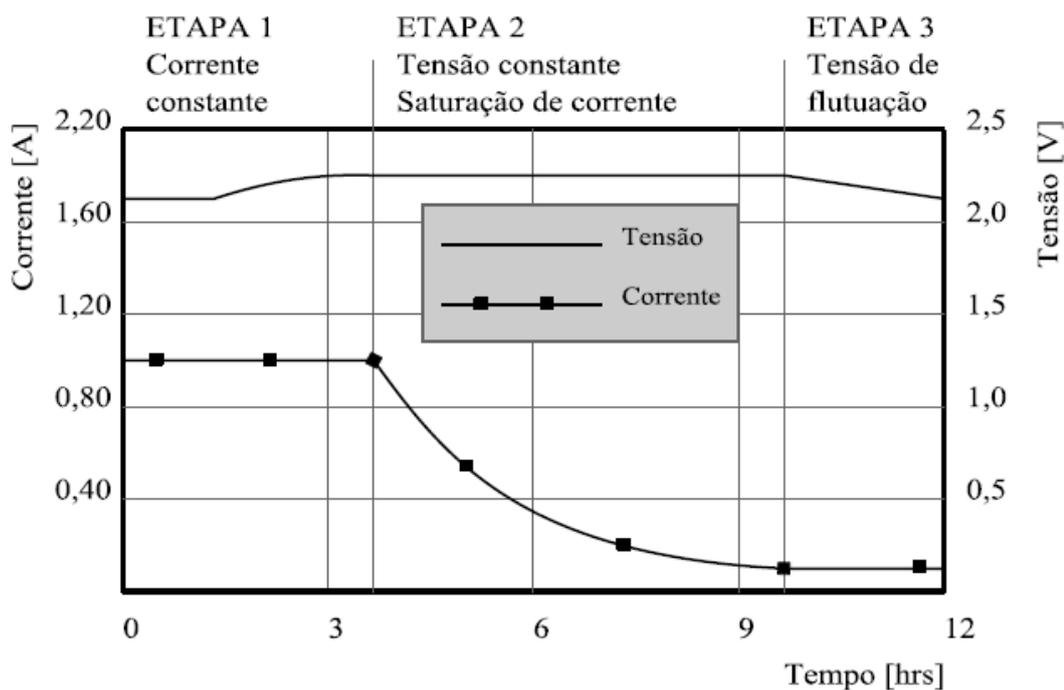
### **2.8.1 Técnica de carregamento de baterias chumbo-ácido**

A curva de carga para o carregamento das baterias de chumbo-ácido pode ser visualizada na Figura 8. O tempo de carga das baterias pode variar entre 12 a 16 horas e, caso se tenha grandes bancos de baterias, esse tempo pode chegar a 48 horas. O tempo de carregamento de baterias desse tipo é lento comparado a outras tecnologias existentes, porém, caso se empregue técnicas de carregamento rápido, pode-se carregá-las em até 10 horas, comprometendo entretanto a capacidade de carga armazenada, inferior às baterias carregadas em tempo normal.

As baterias de chumbo-ácido devem ser carregadas seguindo três estágios, os quais são: carregamento com corrente constante, diminuição gradual da corrente até a saturação da célula mantendo a tensão constante e, finalmente, a etapa de flutuação.

Na primeira etapa, onde se mantém a corrente constante, carrega-se a bateria até aproximadamente 70% da carga total, absorvendo metade do tempo total de carregamento, seguindo para a segunda etapa, onde os 30% restantes serão carregados. A segunda etapa é fundamental, visto essa etapa previne desgastes excessivos na bateria e, caso omitida do processo de carregamento, reduz a vida útil, fazendo com que a bateria perca a capacidade de se carregar totalmente. A transição entre a primeira e segunda etapa se dá naturalmente e ocorre quando a tensão da bateria atinge seu valor nominal, fazendo com que a corrente diminua até o ponto que a mesma atinja 3% do valor nominal. Já na terceira e última etapa, aplica-se uma corrente baixa e uma tensão ondulatória. Esta tensão, que varia acima da tensão nominal da bateria, é responsável por compensar o efeito de descarga natural da mesma, mantendo sua tensão nominal mesmo quando não utilizada.

Figura 8 - Curva de carga para uma célula da bateria de chumbo-ácido



Fonte: [1]

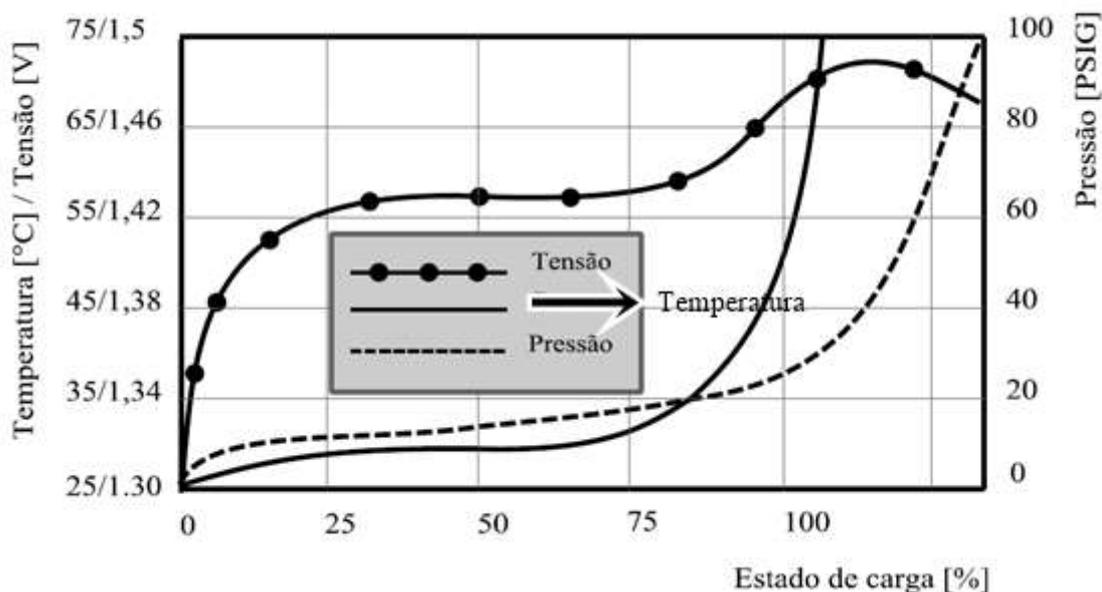
### 2.8.2 Técnica de carregamento para baterias Ni-MH

Os algoritmos de carga das baterias Ni-MH são complexos e adicionam a pressão e temperatura como variáveis do sistema.

A detecção de carga completa das baterias de metal hidreto de níquel é mais complexa se comparada as baterias de chumbo ácido e íons de lítio. Muitos fabricantes utilizam a temperatura para encontrar o ponto de término de carga da bateria. Por outro lado, esse processo pode ser impreciso devido aos atrasos térmicos de cada uma das baterias.

Para se obter mais precisão na detecção de carga máxima, alguns carregadores mais modernos utilizam a verificação de uma queda de tensão característica da bateria quando em carga completa, além do constante monitoramento do tempo de carga. Esse método é denominado Delta V Negativo, ou, em inglês, *negative delta V* (NDV). O gráfico das grandezas tensão, temperatura e pressão pode ser visualizado na Figura 9.

Figura 9 - Curva de carga para uma célula da bateria de Ni-MH



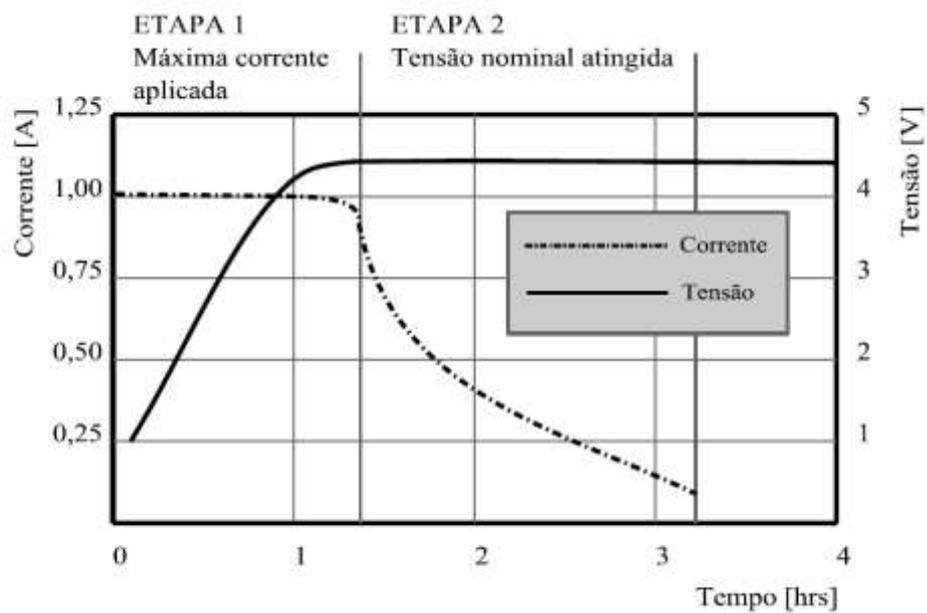
Fonte: [1]

### 2.8.3 Técnica de carregamento para baterias de íon de lítio

Semelhante ao sistema de carregamento das baterias de chumbo-ácido, os sistemas responsáveis pelo carregamento das baterias de íons de lítio são limitadores de tensão. Porém, diferente da bateria de chumbo-ácido, não há flexibilidade relacionada à tensão de corte da bateria, deste modo, os fabricantes são muito rigorosos sobre a configuração a ser utilizada no carregamento, visto que a bateria li-íon não suporta sobrecargas.

O gráfico da tensão e corrente em função do tempo de carregamento pode ser visualizado na Figura 10. Percebe-se que, na primeira etapa, mantém-se a corrente de carga constante, permanecendo assim até que a tensão da bateria se estabilize um valor padrão. Depois, faz-se necessária a manutenção da tensão de carga constante até o final da carga, demorando aproximadamente 4 horas para um ciclo de carga completo. É importante destacar, novamente, a não tolerância da bateria contra sobretensões, exigindo um bom controle da tensão de carga para que a bateria não venha a ter uma baixa vida útil ou, até mesmo, ocasionar acidentes.

Figura 10 - Curva de carga para uma célula da bateria de íon de lítio

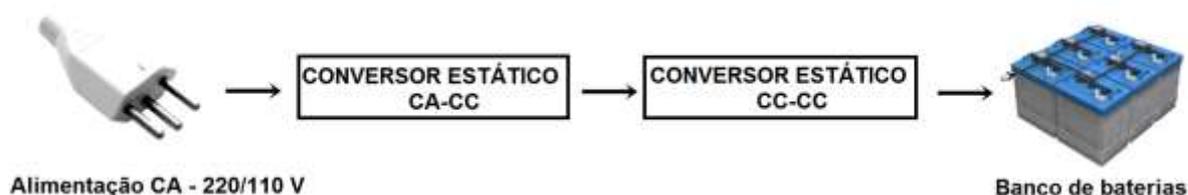


Fonte: [1]

### 3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES UTILIZADOS NO CARREGAMENTO DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Para realizar o carregamento das baterias utilizadas em EVs existem diversas topologias de conversores estáticos implementadas seguindo o diagrama de blocos mostrado na Figura 11.

Figura 11 - Diagrama de blocos simplificado do carregador de baterias



Fonte: produção do próprio autor

Para a conversão da energia disponível na rede elétrica é necessário, em um primeiro momento, retificá-la através de um conversor CA-CC, gerando um barramento CC o qual é utilizado pelo conversor CC-CC, responsável por controlar a tensão e corrente de saída de acordo com o tipo e método de carregamento das baterias. Geralmente o estágio CA-CC é responsável, também, por corrigir o fator de potência, mantendo-o tal qual normatizado. Além disso, o estágio CC-CC é isolado em alta frequência, provendo melhor ajuste na tensão de saída, isolamento e proteção para o circuito.

Neste capítulo serão apresentadas as topologias de conversores CC-CC aplicadas no carregamento de baterias, além de uma introdução a topologia CA-CC *bridgeless*.

#### 3.1 CONVERSORES CA-CC

O fornecimento de energia elétrica proveniente da rede de distribuição é usualmente realizado em corrente alternada. Os conversores CA-CC têm como principal objetivo a conversão dessa energia entregue em corrente alternada para corrente contínua e, além disso, em alguns casos, a correção do fator de potência.

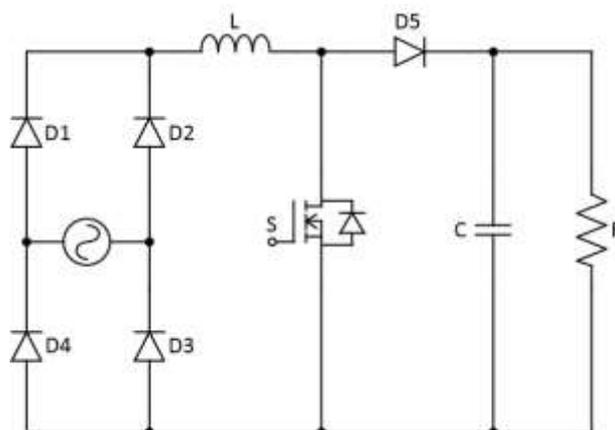
No sentido de aumentar a eficiência na conversão energética, a correção ativa é empregada para permitir redução de volume e peso dos retificadores, bem como

para a obtenção de formas de onda de corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico. [3]

Na maioria dos casos, as fontes de alimentação possuem uma ponte de diodos retificadora não controlada ligada a um filtro capacitivo e, juntamente com a característica não linear da ponte, uma corrente não senoidal é drenada da rede de alimentação, injetando conteúdo harmônico e, por consequência, causando distorções na tensão da rede, aquecimento de equipamentos, ruídos, dentre outras características indesejáveis. [3][4]

O conversor *boost* convencional no modo de condução contínuo (CCM), mostrado na Figura 12, tem sido amplamente utilizado como regulador do fator de potência PFC (*Power Factor Correction*) devido a sua simplicidade e funcionalidade. Recentemente, visando melhorar a eficiência dos conversores, muitos fabricantes de fontes de alimentação vêm utilizando as topologias *Bridgeless*. Geralmente, topologias *Bridgeless*, também conhecidas como *dual boost PFC rectifiers*, reduzem as perdas de condução por meio da redução do número de semicondutores em série em cada uma de suas etapas de operação. [5]

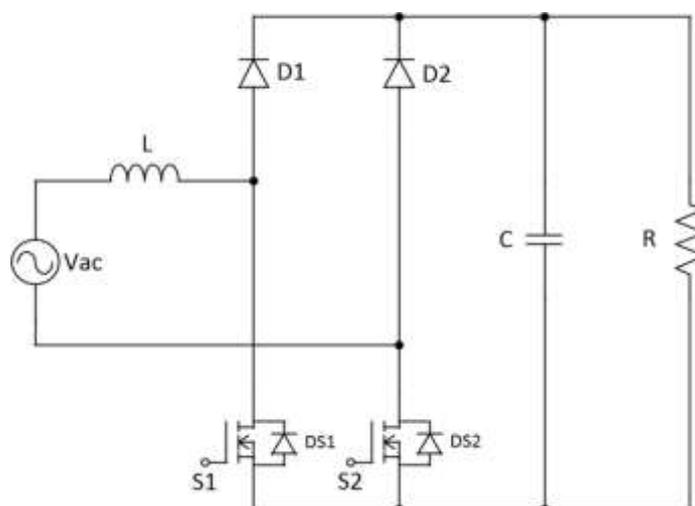
Figura 12 - Conversor *boost* PFC



Fonte: produção do próprio autor

A topologia *bridgeless* constitui-se da utilização de conversores CA-CC que incorporam o estágio de retificação ao estágio de alta frequência, eliminando a ponte de diodos, reduzindo assim as perdas em condução sobre os semicondutores. [3]

O circuito básico do retificador pré-regulador de fator de potência *bridgeless* está ilustrado na Figura 13.

Figura 13 - Estrutura básica do conversor *bridgeless*

Fonte: produção do próprio autor

O estudo qualitativo do conversor será apresentado posteriormente, porém sua implementação não será foco deste trabalho, portanto, mostrar-se-á apenas suas formas de onda e etapas de operação, a fim de apresentar uma possível topologia a ser empregada como conversor CA-CC no carregador de baterias.

### 3.2 TOPOLOGIAS DE POSSÍVEIS CONVERSORES CC-CC

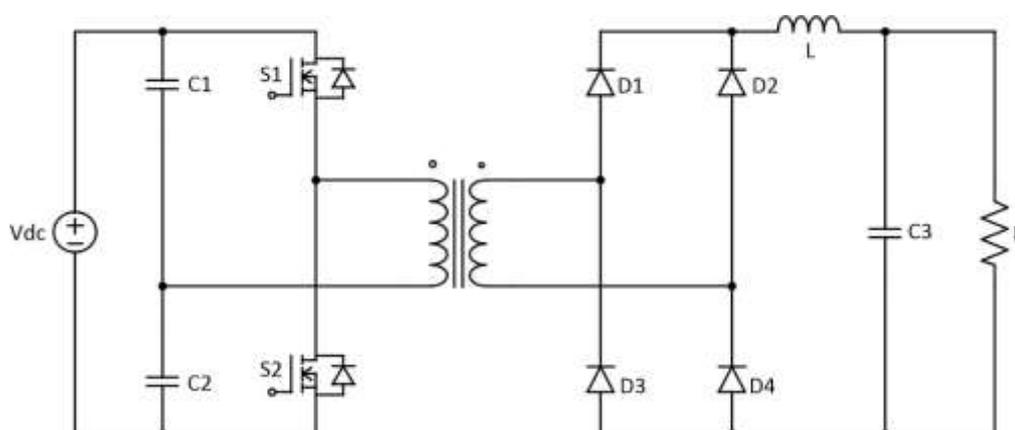
Após o estágio de retificação e correção do fator de potência provido pelo conversor CA-CC, tem-se o conversor CC-CC, responsável pelo controle da tensão e corrente que serão entregues à bateria. Atualmente, há uma grande gama de conversores CC-CC existentes, porém apresentar-se-á apenas as possíveis topologias para a aplicação no carregamento de baterias de carros elétricos.

Para aplicações em maior potência, conversores como *flyback* e *forward*, tão difundidos na literatura, não se tornam muito interessantes visto que utilizam apenas o primeiro quadrante da curva BH do transformador, portanto, é limitado apenas à metade de uma topologia dupla, deste modo, topologias tais como *half-bridge*, *full-bridge*, além da *push-pull* tornam-se atrativas. [6]

O conversor *half-bridge*, com estrutura básica mostrada na Figura 14, é derivado do conversor *buck* e possui a tensão do barramento CC dividida através de um divisor capacitivo, aplicando apenas metade da tensão do barramento no transformador. Além disso, essa topologia necessita de um *driver* isolado para o

acionamento de um dos transistores de potência e a corrente no circuito primário é o dobro comparada, por exemplo, à topologia *full-bridge*. Ainda, uma desvantagem da topologia é a necessidade de se garantir que as tensões sobre os capacitores permaneçam equilibradas, visto que podem acarretar no aparecimento de nível CC de tensão sobre o transformador. Tipicamente, a topologia *half-bridge* é utilizada em aplicações de média a alta potência, variando de 150 W até 1 kW.

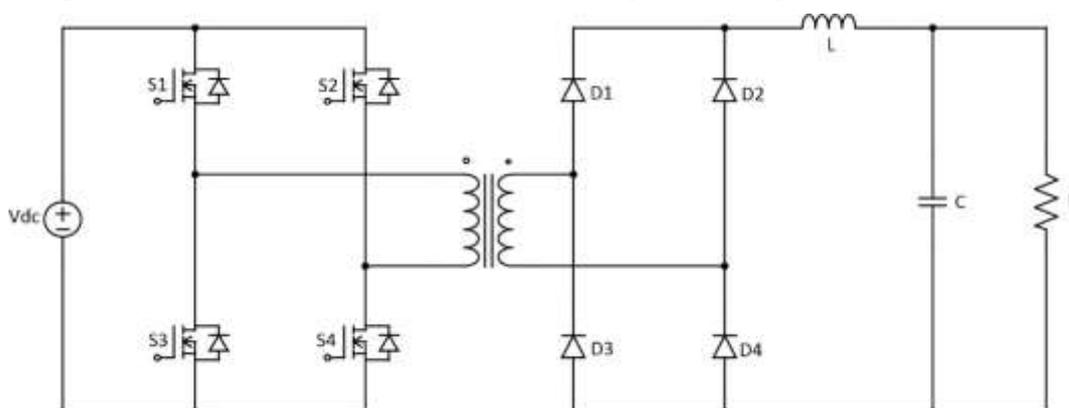
Figura 14 - Estrutura básica do conversor *half-bridge*



Fonte: produção do próprio autor

O conversor *full-bridge*, de estrutura básica mostrada na Figura 15, também é derivado do conversor *buck* e, comparado ao conversor *half-bridge*, pode disponibilizar maiores potências. Por outro lado, o conversor *full-bridge* possui um maior número de semicondutores. Os esforços em tensão nos transistores de potência são iguais a tensão do barramento CC. Tipicamente, essa topologia é utilizada em aplicações de 500 W a 5 kW.

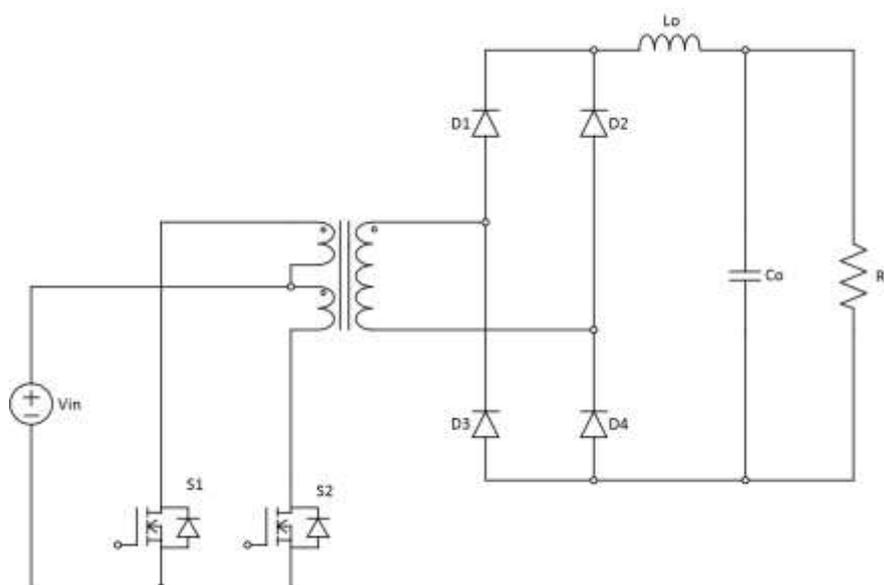
Figura 15 - Estrutura básica do conversor *full-bridge* com estágio retificador em ponte



Fonte: produção do próprio autor

Já o conversor *push-pull*, de estrutura básica mostrada na Figura 16, possui a característica de possuir *tap* central no primário do transformador, possibilitando a inserção da tensão CC total da fonte de entrada chaveando-se apenas um transistor de potência, porém, quando bloqueada, a chave é exposta à duas vezes a tensão do barramento CC. Uma de suas principais vantagens é o fato de possuir dois transistores os quais possuem *drivers* referenciados ao terra do circuito. Esse conversor é utilizado em aplicações de média potência, de 150 W a 500W e uma de suas maiores desvantagens é possibilidade de saturação do núcleo do transformador causado pelo nível CC da tensão a qual é aplicada no primário do mesmo, decorrente à desigualdade entre os tempos de comutação dos interruptores. [7]

Figura 16 - Estrutura básica do conversor *push-pull* com entrada em tensão



Fonte: produção do próprio autor

### 3.3 TOPOLOGIA PROPOSTA

Propõe-se realizar o estudo do conversor CC-CC aplicado no carregamento de veículos elétricos e, buscando exemplos práticos da aplicação, encontram-se três níveis de carregadores atualmente empregados de acordo com [8]. Os chamados nível 1, de menor potência, monofásicos e de carga lenta, os chamados nível 2, de média potência, trifásicos ou monofásicos e de carga normal e, finalmente, os chamados nível 3, de alta potência, trifásicos e de carga rápida. Nesse trabalho, optou-se pelos carregadores nível 1, de baixa potência, monofásicos e de carga

lenta. Para essa categoria, na Tabela 3 encontram-se as especificações de potência para diferentes veículos híbridos e elétricos produzidos atualmente.

Tabela 3 - Algumas especificações de potência e tempo de carga para carregadores nível 1

Carro	Tipo da Bateria	Demanda de Potência	Tempo de carregamento
<b>Toyota Prius PHEV</b>	Li-Íon 4,4 kWh	1,4 kW	3 horas
<b>Chevrolet Volt PHEV</b>	Li-Íon 16 kWh	0,96 – 1,4 kW	5 – 8 horas
<b>Mitsubishi i-MiEV EV</b>	Li-Íon 16 kWh	1,5 kW	7 horas
<b>Nissan Leaf EV</b>	Li-Íon 24 kWh	1,8 kW	12 – 16 horas
<b>Tesla Roadster EV</b>	Li-Íon 53 kWh	1,8 kW	Mais de 30 horas

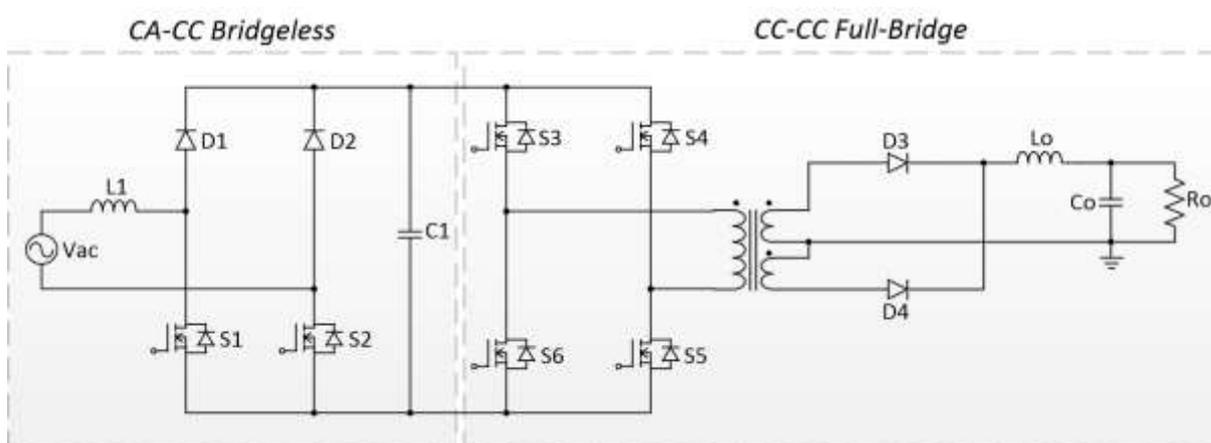
Fonte: [8]

Baseando-se nesses dados, vê-se que a potência média de carregadores nível 1 é de aproximadamente 1,5 kW e, deste modo, a topologia adequada para essa faixa de potência é a *full-bridge*. Além disso, caso se tenha um sistema embarcado ao veículo, é interessante a escolha de topologias as quais se mostram compactas, portanto, o conversor *full-bridge*, neste caso, mostra-se mais interessante comparado ao *half-bridge*.

Para disponibilizar a tensão de alimentação CC para o conversor *full-bridge* e realizar a correção do fator de potência da estrutura, a topologia CA-CC proposta é a *bridgeless*, previamente apresentada.

A topologia do conversor completo proposta está mostrada na Figura 17.

Figura 17 - Topologia proposta



Fonte: produção do próprio autor

## 4 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR *BRIDGELESS*

Apresentar-se-á as etapas de operação e formas de onda do conversor CA-CC *Bridgeless*, proposto como o responsável por disponibilizar o barramento CC para a posterior operação do conversor *full-bridge* e realizar a correção do fator de potência.

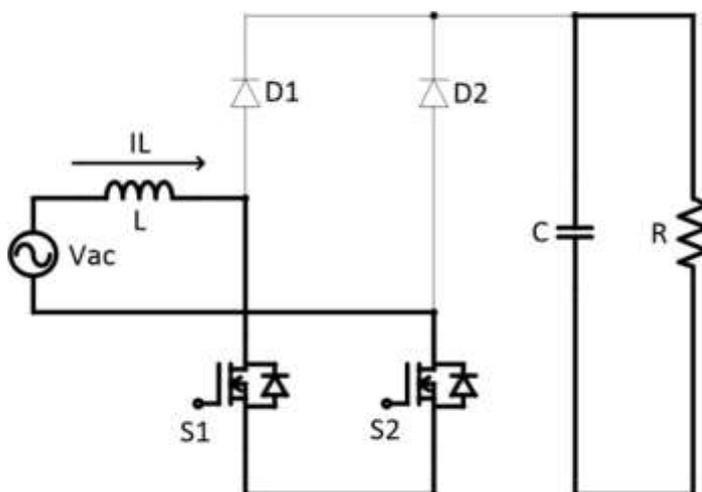
### 4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Serão apresentadas a seguir as quatro etapas de operação do conversor *bridgeless*, considerando-o em regime permanente e todos os elementos ideais. As correntes  $I_L$  representam o sentido instantâneo da corrente no indutor L.

#### 4.1.1 Primeira etapa de operação

A primeira etapa de operação, mostrada na Figura 18, ocorre durante o semiciclo positivo da fonte  $V_{ac}$ , estando ambos os interruptores comandados. Nessa etapa a corrente flui pelo indutor e pelos dois interruptores e, deste modo, armazena energia no indutor L. Durante esta etapa a tensão de saída é garantida pela energia armazenada no capacitor.

Figura 18 - Primeira etapa de operação

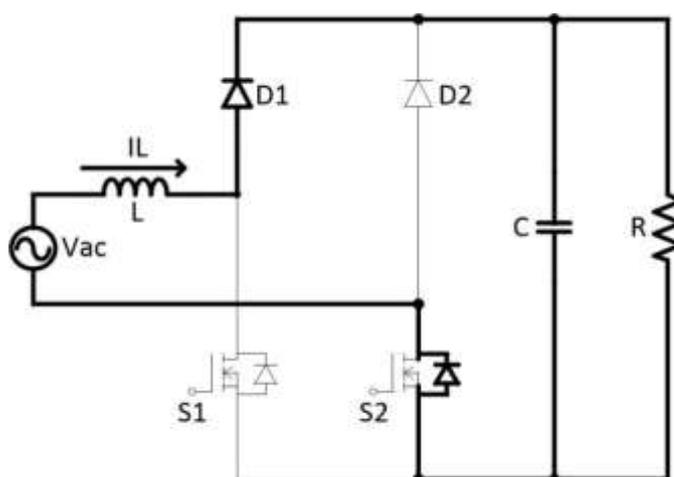


Fonte: produção do próprio autor

### 4.1.2 Segunda etapa de operação

Nesta etapa, mostrada na Figura 19, os interruptores recebem sinal de bloqueio. Com isso, o diodo D1 é polarizado diretamente, entra em condução e, conseqüentemente, a fonte Vac e o indutor L enviam energia para o capacitor e para a carga, sendo que a corrente retorna pelo diodo antiparalelo ao interruptor S2.

Figura 19 - Segunda etapa de operação

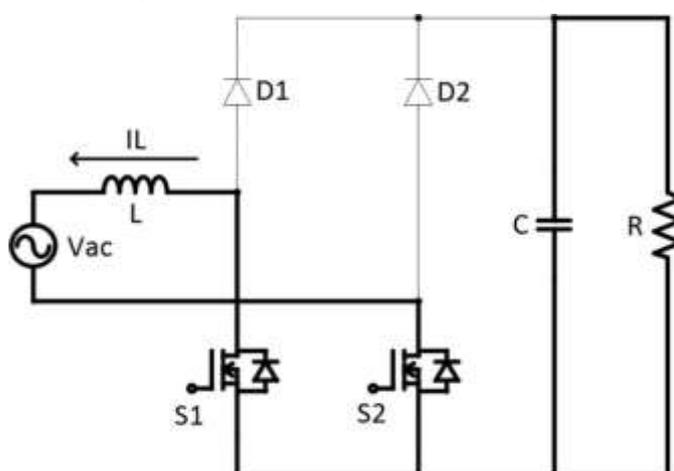


Fonte: produção do próprio autor

### 4.1.3 Terceira etapa de operação

A terceira etapa, mostrada na Figura 20, inicia no semiciclo negativo, quando os interruptores recebem sinal de comando. Com isso, inicia-se o armazenamento de energia no indutor L com uma corrente  $I_L$  inversa às etapas anteriores.

Figura 20 - Terceira etapa de operação

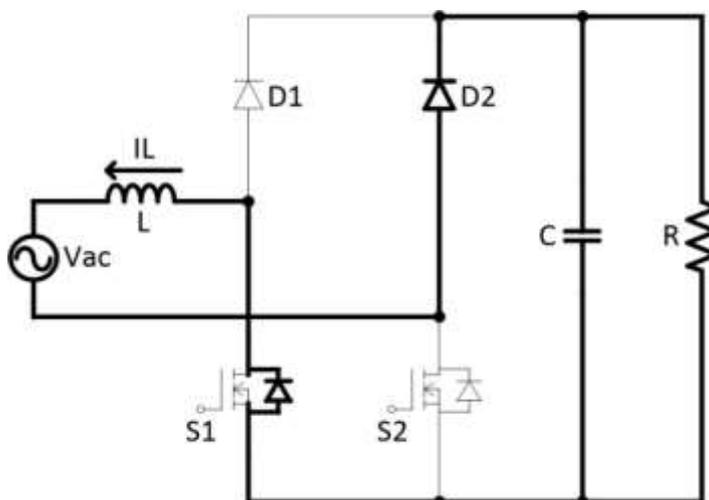


Fonte: produção do próprio autor

#### 4.1.4 Quarta etapa de operação

Nessa etapa, mostrada na Figura 21, os interruptores recebem sinal de bloqueio, polarizando diretamente o diodo D2. A energia armazenada no indutor L, juntamente com a fonte Vac, enviam energia para a carga e ao capacitor, sendo que a corrente retorna através do diodo antiparalelo ao interruptor S1. Finalizada essa etapa, inicia-se o processo novamente, tal como descrito na etapa 1.

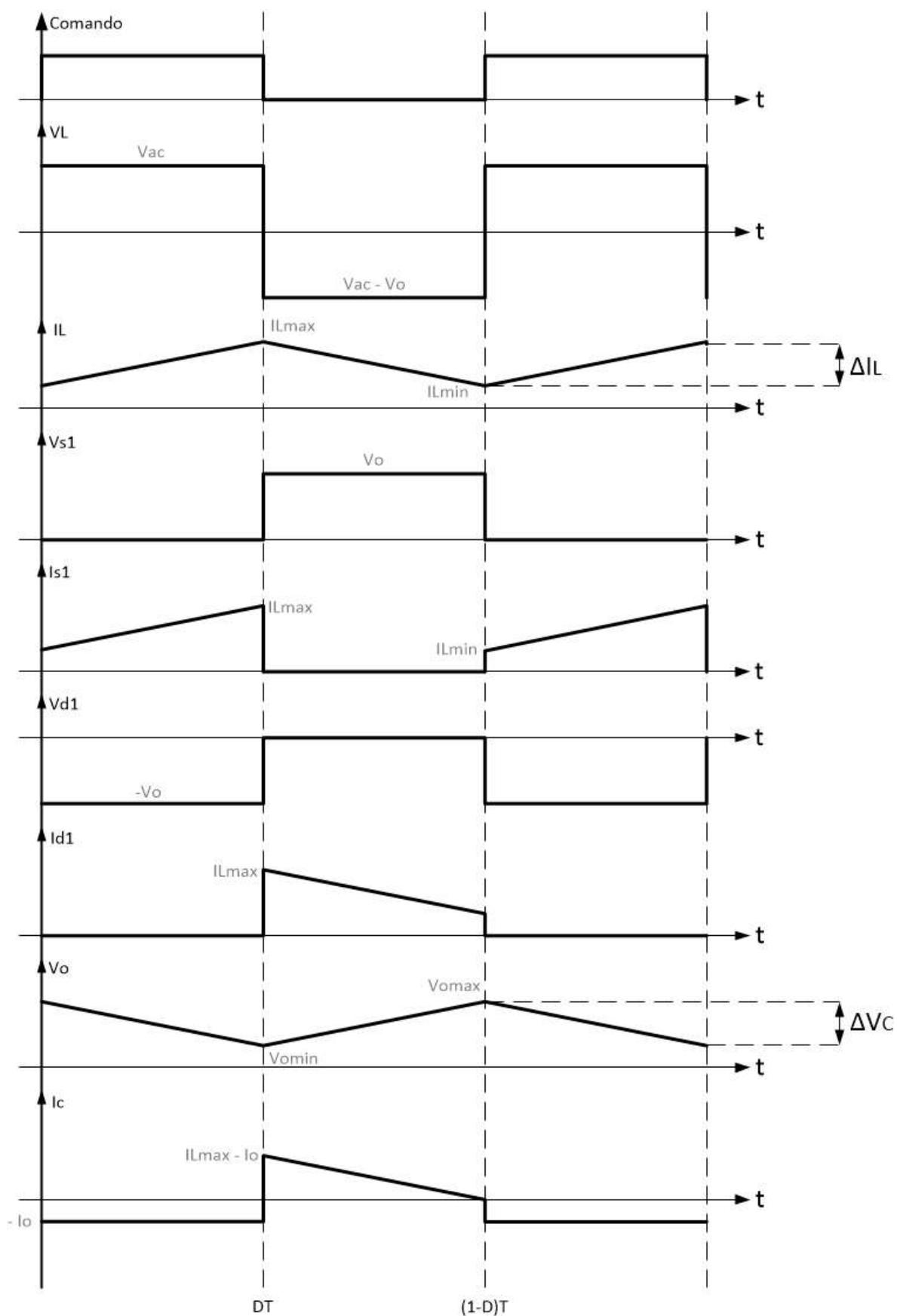
Figura 21 - Quarta etapa de operação



Fonte: produção do próprio autor

## 4.2 FORMAS DE ONDA

A partir da análise das etapas de funcionamento do conversor, encontram-se as formas de onda, as quais estão mostradas na Figura 22, nos componentes da topologia. Para a elaboração das formas de onda, considerou-se uma tensão constante na entrada dentro de um período de chaveamento, visto que a frequência de comutação dos interruptores é muito maior que a frequência da rede.

Figura 22 - Formas de onda do conversor *Bridgeless*

Fonte: produção do próprio autor

## 5 CONVERSOR FULL-BRIDGE

Após a geração do barramento CC e a correção do fator de potência realizadas pelo conversor *bridgeless*, tem-se o conversor *full-bridge*, responsável pelo ajuste e controle da tensão e corrente a serem entregues à carga. Esse conversor pode operar, baseado no emprego de semicondutores de silício atuais, em frequências de chaveamento elevadas, até 500 kHz, permitindo a redução de elementos armazenadores de energia, como indutores e capacitores. Além disso, o conversor é capaz de operar com potências superiores a 1 kW, mostrando-se ideal para a aplicação em questão.

As principais vantagens do conversor *full-bridge* as quais direcionaram o conversor para a aplicação são as seguintes: [9]

- Perdas de comutação desprezíveis, visto que será realizada a comutação com tensão nula;
- Alto rendimento;
- Esforços de tensão sobre os interruptores igual a tensão de entrada;
- Baixos níveis de interferência eletromagnética e rádio frequência;
- Aproveitamento dos elementos parasitas do circuito para a realização da comutação suave;
- Circuitos de comando e controle facilmente implementados com a utilização de circuitos integrados dedicados.

### 5.1 COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

Para aplicações no *range* de alguns quilowatts, MOSFETs são comumente utilizados na implementação do conversor *full-bridge*. A fim de obter uma operação robusta e confiável, MOSFETs devem ser comutados com tensão nula. A operação em ZVS possui diversas vantagens incluindo, por exemplo, a redução das perdas e ruídos nos circuitos de controle. [10]

Para a realização do ZVS é necessária uma corrente fluindo por uma indutância ligada em série ou paralelo ao transformador durante o comando dos transistores, além de uma capacitância em paralelo às chaves. Em alguns casos, a capacitância dreno-fonte interna ao MOSFET é utilizada como capacitância em

paralelo e a indutância de dispersão, juntamente com a magnetizante, compõem as indutâncias em série e paralelo ao transformador, respectivamente. Desse modo, evita-se a utilização de elementos passivos adicionais ao circuito.

Entretanto, o ZVS pode não funcionar corretamente ao se trabalhar com cargas muito abaixo da nominal. Isso ocorre devido ao armazenamento de energia insuficiente nos elementos ressonantes responsáveis pela comutação suave do conversor. Deste modo, para estender a faixa de operação do ZVS, adiciona-se uma indutância em série com o transformador a fim de aumentar o armazenamento de energia e prover o funcionamento correto da comutação suave, as custas da limitação de transferência de potência e redução do ciclo ativo efetivo do conversor. Portanto, conhecendo-se os elementos intrínsecos ao conversor, juntamente com o acréscimo adequado de novos componentes, pode-se aumentar a faixa de operação da comutação sob tensão nula.

O comando dos transistores de um mesmo braço é complementar, variando-se apenas a defasagem entre cada um dos braços. Essa modulação é denominada modulação por deslocamento de fase, ou, em inglês, *phase-shift*. Para que seja possível a carga e descarga dos capacitores, o tempo morto entre cada um dos comandos deve ser suficientemente grande. Além disso, é necessário garantir um intervalo de condução do diodo antiparalelo, visto que o interruptor é comandado a conduzir no intervalo em que o diodo está em condução, caracterizando a comutação sob tensão nula.

## 5.2 ANÁLISE QUALITATIVA

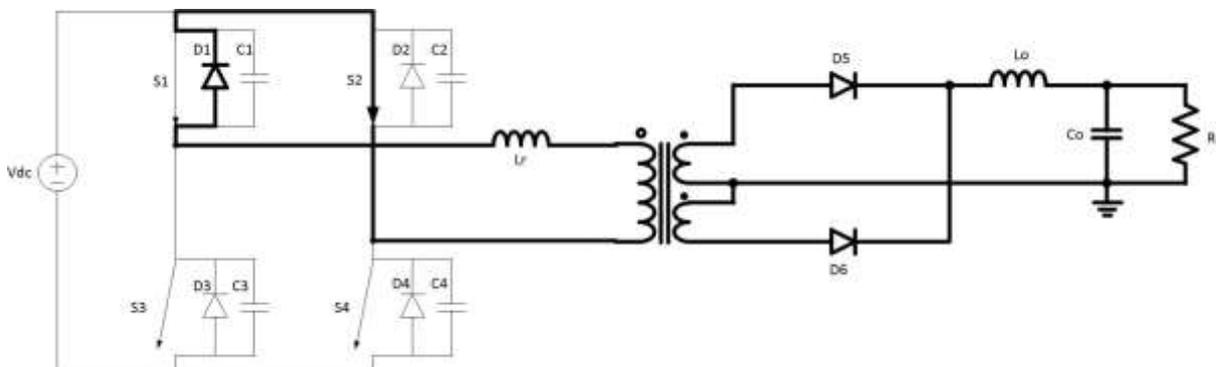
Nesta seção apresentar-se-á as formas de onda e etapas de operação do conversor *full-bridge* operando em modo de condução contínua (MCC), considerando todos os semicondutores ideais. Os sentidos das correntes mostradas nas figuras referem-se as correntes instantâneas sobre os componentes.

### 5.2.1 Primeira etapa de operação ( $t_0$ , $t_1$ )

Assim que a tensão no capacitor C1 se anula, o diodo D1 é polarizado diretamente e entra em condução, caracterizando a primeira etapa de operação mostrada na Figura 23. Nessa etapa, a corrente do indutor  $L_r$  circula em roda livre

pelo diodo D1 e pela chave S2. No secundário do transformador a corrente se encontra em roda livre, deste modo, todos os diodos estão em condução.

Figura 23 - Primeira etapa de operação

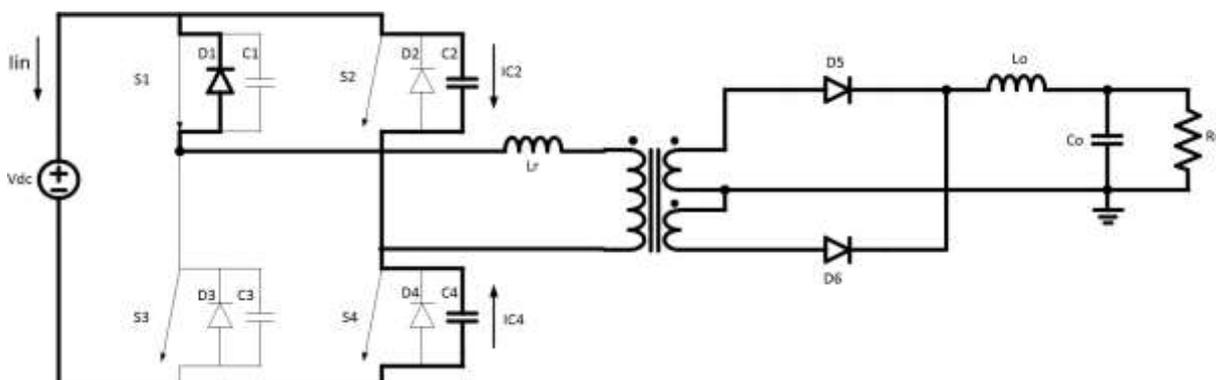


Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.2 Segunda etapa de operação ( $t_1, t_2$ )

Quando a chave S2 recebe o comando de bloqueio, inicia-se a segunda etapa de operação, mostrada na Figura 24. Nessa etapa o capacitor C2 é carregado e o capacitor C4 é descarregado até que sua tensão atinja o valor zero, permanecendo o secundário em roda livre.

Figura 24 - Segunda etapa de operação



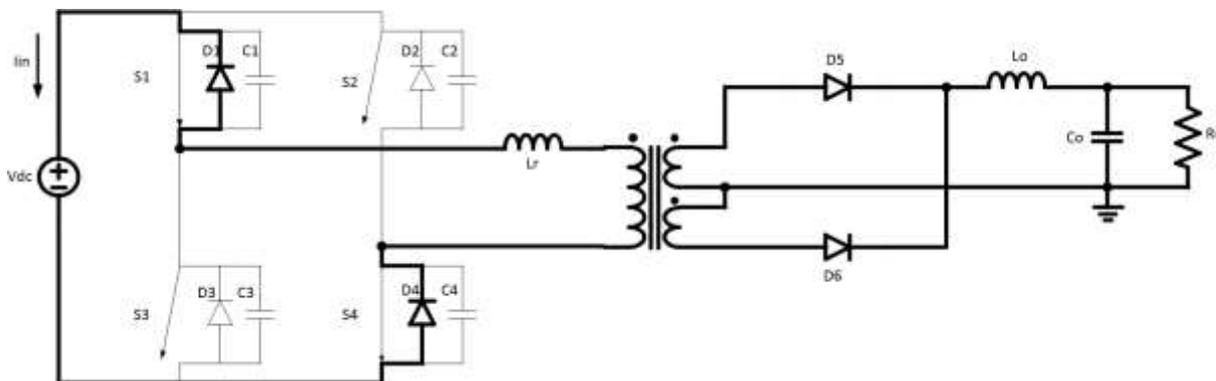
Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.3 Terceira etapa de operação ( $t_2, t_3$ )

A terceira etapa, mostrada na Figura 25, inicia-se a partir do momento em que a tensão sobre o capacitor C4 atinge zero, polarizando diretamente o diodo D4. Durante essa etapa a chave S4 é comandada sob tensão nula, a corrente sobre a

indutância  $L_r$  decresce até atingir o valor nulo e o secundário permanece em roda livre.

Figura 25 - Terceira etapa de operação

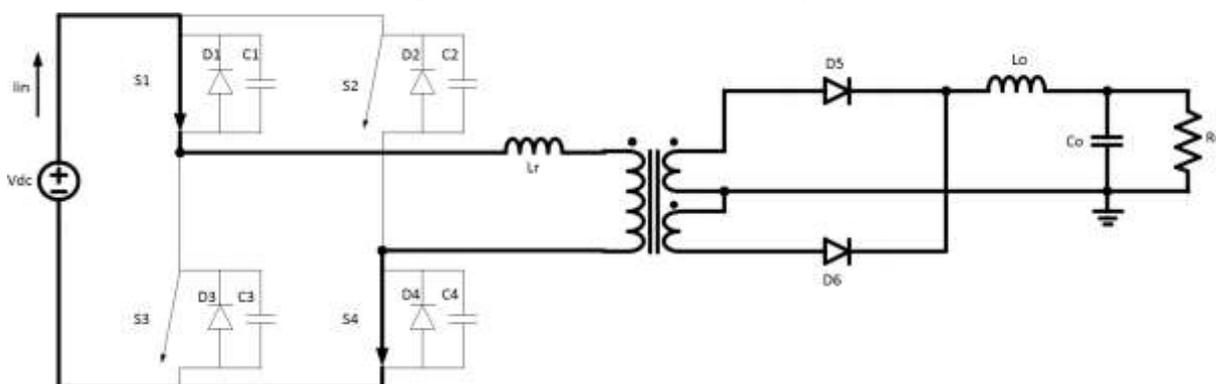


Fonte: produção do próprio autor

#### 5.2.4 Quarta etapa de operação ( $t_3, t_4$ )

Quando a corrente sobre o indutor  $L_r$  atinge o valor nulo é iniciada a quarta etapa de operação, mostrada na Figura 26. A corrente sobre o indutor  $L_r$  inverte de sentido e passa a circular pelas chaves  $S_1$  e  $S_4$ , já o secundário permanece em roda livre.

Figura 26 - Quarta etapa de operação



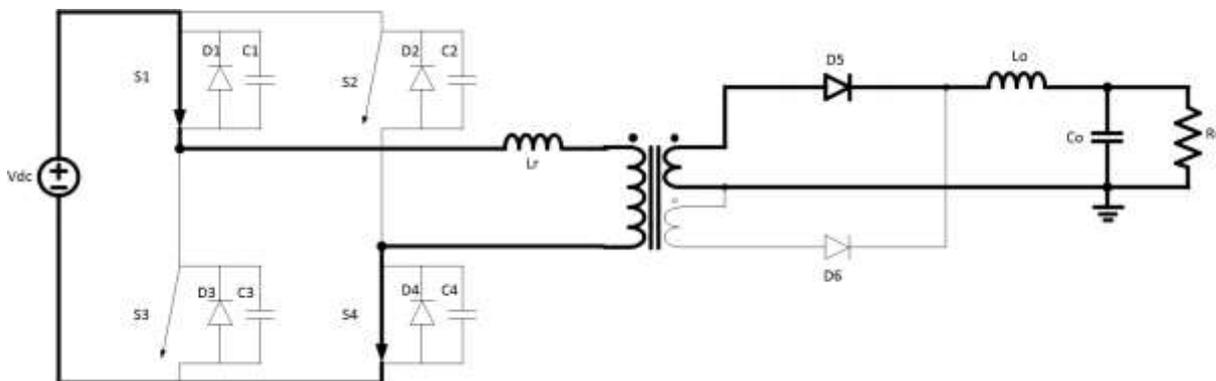
Fonte: produção do próprio autor

#### 5.2.5 Quinta etapa de operação ( $t_4, t_5$ )

Quando a corrente no indutor  $L_r$  atinge o valor nominal da corrente de carga refletida para o primário, inicia-se a quinta etapa de operação, mostrada na Figura

27. A partir desse momento, o diodo D6 deixa de conduzir e há energia sendo transferida do primário para o secundário.

Figura 27 - Quinta etapa de operação

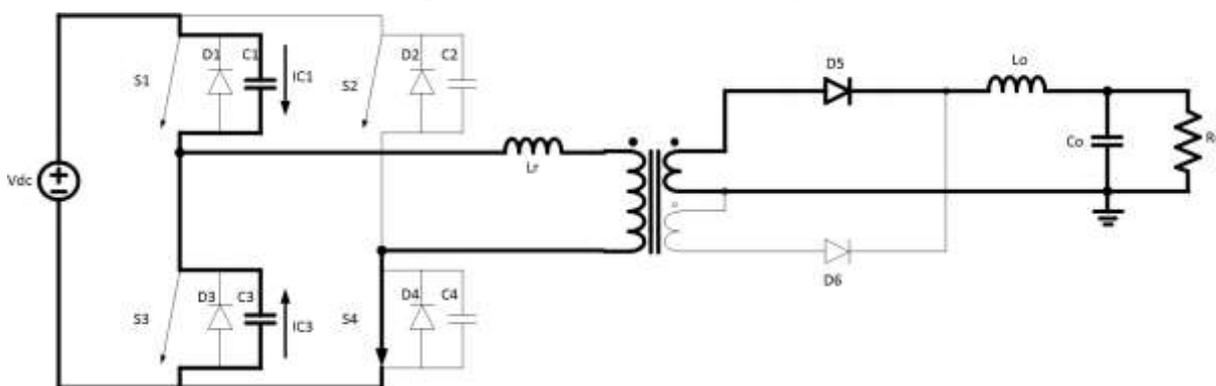


Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.6 Sexta etapa de operação ( $t_5, t_6$ )

Quando a chave S1 é bloqueada, inicia-se a sexta etapa de operação, mostrada na Figura 28. Nessa etapa o capacitor C3 é descarregado até sua tensão atingir o valor nulo, enquanto o capacitor C1 é carregado. A corrente sobre o indutor  $L_r$  é igual a corrente do secundário refletida para o primário.

Figura 28 - Sexta etapa de operação



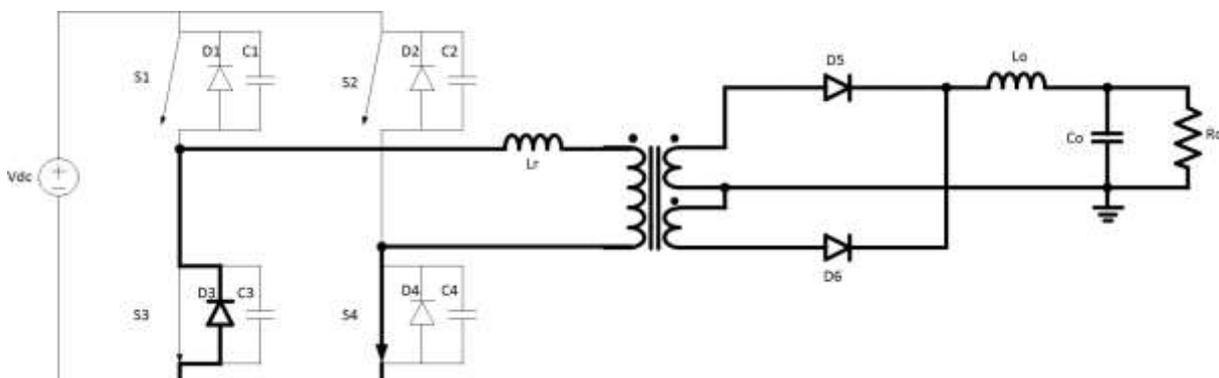
Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.7 Sétima etapa de operação ( $t_6, t_7$ )

Quando a tensão sobre o capacitor C3 torna-se nula, inicia-se a sétima etapa de operação, mostrada na Figura 29. Nessa etapa o diodo em antiparalelo à chave S3 assume a corrente circulante no secundário, refletida para o primário, e a chave

S3 recebe o sinal de comando, comutando sobre tensão nula. Além disso, o secundário entra em roda livre após a condução do diodo D3.

Figura 29 - Sétima etapa de operação

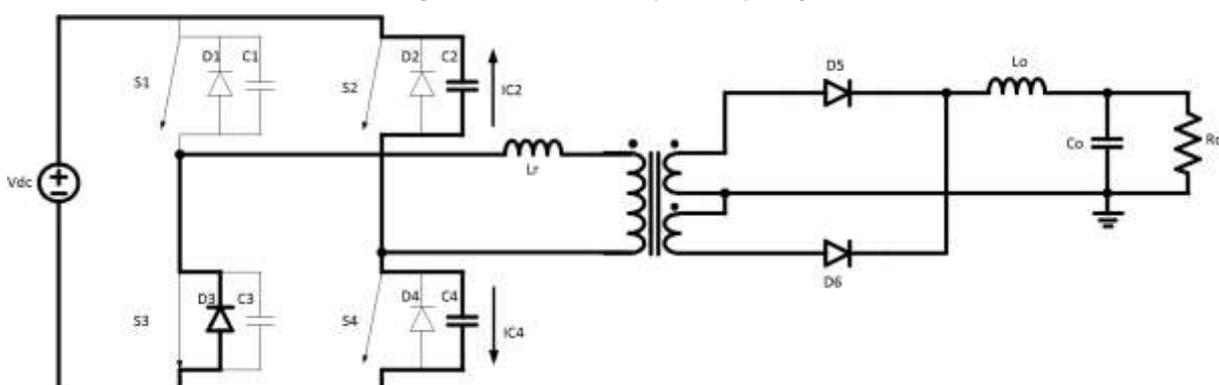


Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.8 Oitava etapa de operação ( $t_7$ , $t_8$ )

A partir do momento em que a chave S4 é recebe o sinal de bloqueio, inicia-se a oitava etapa de operação, mostrada na Figura 30. Nessa etapa os capacitores trocam energia com o indutor  $L_r$  até que a tensão sobre o capacitor C2 se anule. No secundário todos os diodos permanecem em condução, ou seja, dar-se continuidade à roda livre.

Figura 30 - Oitava etapa de operação



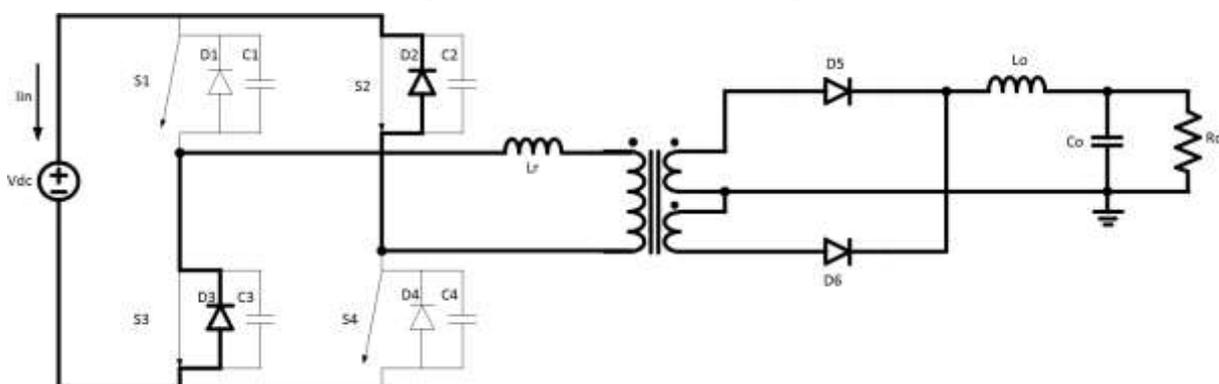
Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.9 Nona etapa de operação ( $t_8$ , $t_9$ )

Quando a tensão sobre o capacitor C2 se anula inicia-se a nona etapa de operação, mostrada na Figura 31. Nesse momento o diodo D2 é polarizado

diretamente e entra em condução. A corrente sobre o indutor  $L_r$  começa a decrescer linearmente até atingir o valor nulo. Ainda nessa etapa, a chave  $S_2$  é comandada a conduzir sob tensão nula e o secundário permanece em roda livre.

Figura 31 - Nona etapa de operação

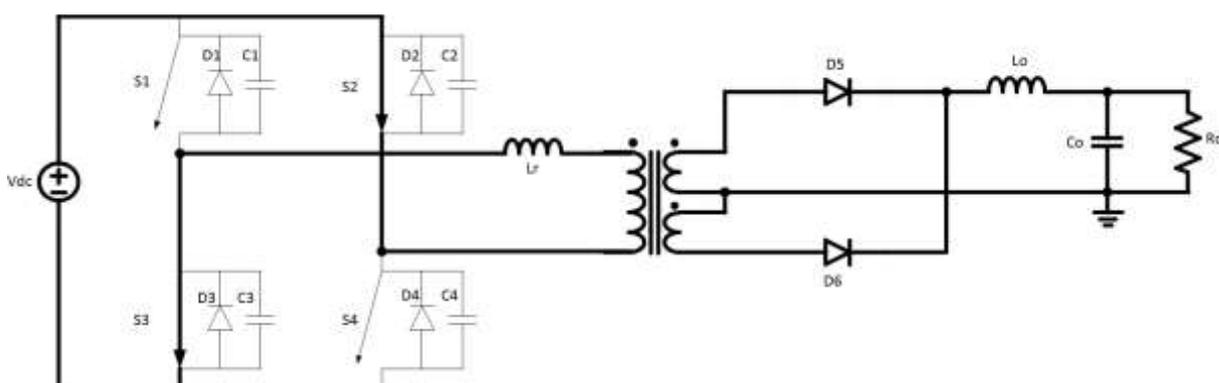


Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.10 Décima etapa de operação ( $t_9$ , $t_{10}$ )

Quando a corrente sobre o indutor  $L_r$  inverte seu sentido, inicia-se a décima etapa de operação, mostrada na Figura 32. Nessa etapa, a corrente sobre o indutor  $L_r$ , a qual flui pelas chaves  $S_2$  e  $S_3$ , sobe linearmente até atingir o valor da corrente de carga refletida para o primário. O secundário se mantém em roda livre.

Figura 32 - Décima etapa de operação



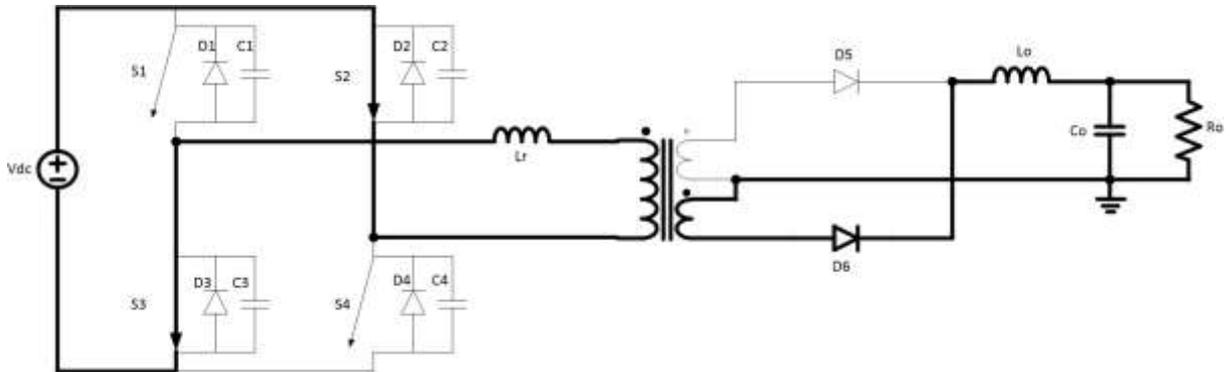
Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.11 Décima primeira etapa de operação ( $t_{10}$ , $t_{11}$ )

Quando a corrente no primário do transformador atinge o valor da corrente do secundário refletida, inicia-se a décima primeira etapa de operação, mostrada na

Figura 33. Nessa etapa, o diodo D5 deixa de conduzir e há transferência de energia para a carga.

Figura 33 - Décima primeira etapa de operação

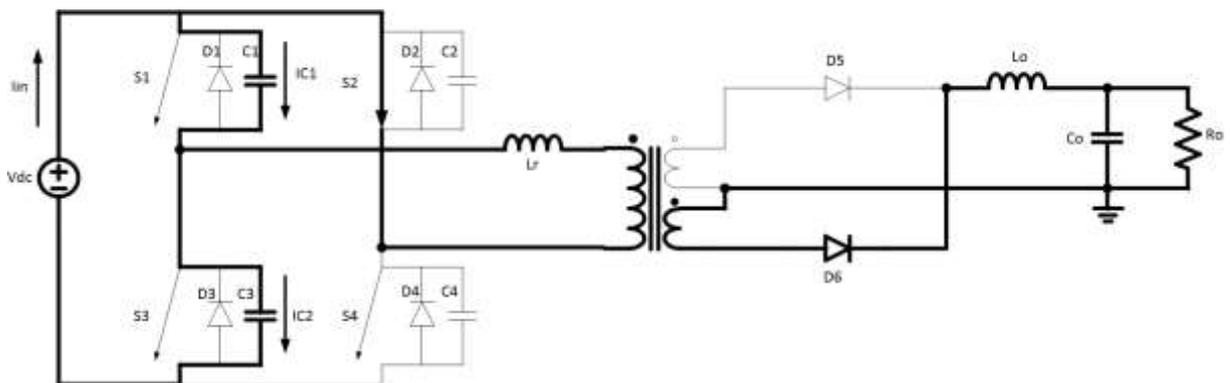


Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.12 Décima segunda etapa de operação ( $t_{11}$ , $t_{12}$ )

Quando a chave S3 é bloqueada, inicia-se a décima segunda etapa de operação, mostrada na Figura 34. Nessa etapa, a tensão sobre o capacitor C1 varia linearmente até que atinja o valor zero. O capacitor C3 é carregado e a corrente no indutor  $L_r$  se mantém a mesma da carga refletida para o primário. Ao término desta etapa, tem-se um período de operação do conversor finalizado.

Figura 34 - Décima segunda etapa de operação



Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.13 Análise da comutação

Durante a operação do conversor, percebe-se que as comutações das chaves de cada braço são diferentes. Nota-se que, para a carga e descarga ressonante dos

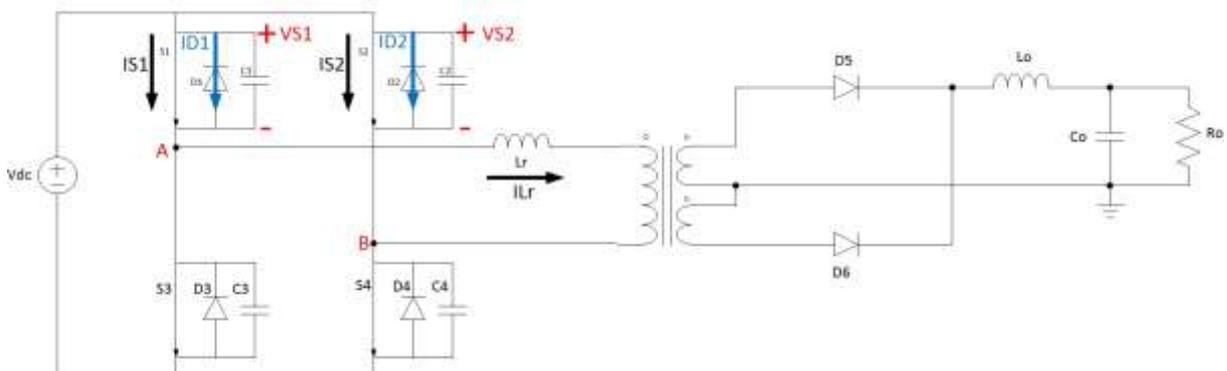
capacitores paralelos às chaves S1 e S3, há corrente de carga refletida ao primário circulando, deste modo, caso haja carga no conversor, a comutação suave destas chaves é garantida.

Por outro lado, para as chaves S2 e S4, a carga e descarga ressonante é realizada através do indutor  $L_r$  e as capacitâncias paralelas aos transistores, visto que o secundário está em roda livre. Porém, as comutações são dependentes da energia armazenada no indutor ressonante no instante anterior à roda livre dos diodos retificadores de saída. Deste modo, faz-se necessário que a energia armazenada no indutor  $L_r$  seja suficiente para a carga e descarga dos capacitores paralelos aos transistores de potência. [11]

### 5.2.14 Formas de onda

Para traçar as formas de onda idealizadas do conversor *full-bridge*, utilizou-se as convenções mostradas na Figura 35. O sentido da corrente arbitrado para a corrente no diodo está diferente do usual (catodo para anodo) a fim de proporcionar uma melhor visualização das formas de onda e proporcionar um melhor entendimento do leitor acerca de quando a chave, ou o diodo antiparalelo a mesma, está em condução.

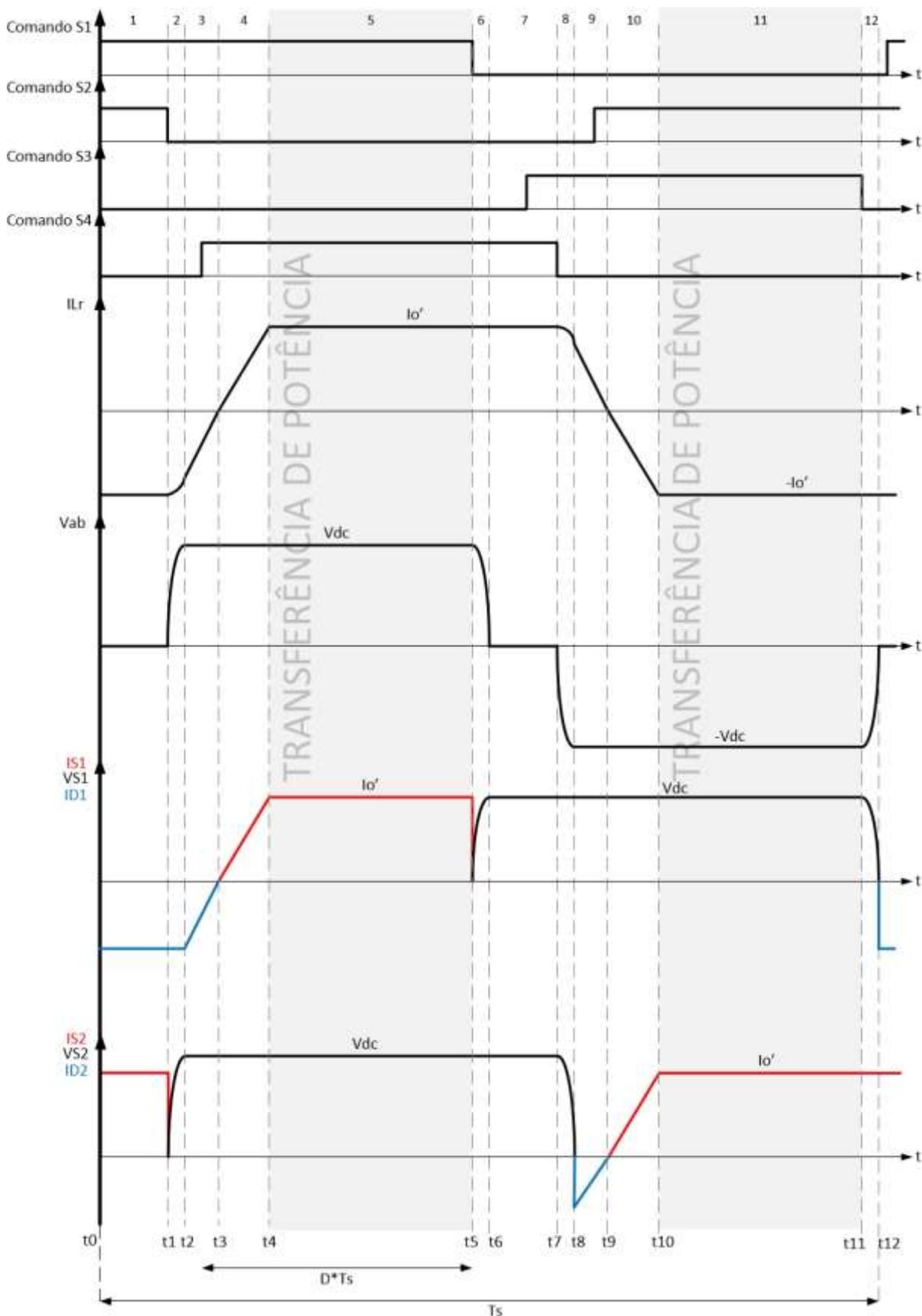
Figura 35 - Convenções utilizadas nas formas de onda



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 36 abaixo mostra as formas de onda dos comandos nos transistores de potência, corrente no primário do transformador, tensão entre os pontos A e B, tensão e corrente nos transistores de potência S1 e S2, juntamente com a corrente a qual circula pelos diodos em antiparalelo à chave.

Figura 36 - Principais formas de onda do conversor Full Bridge



Fonte: produção do próprio autor

### 5.2.15 Característica de saída

A relação de transformação do transformador é dada pela expressão (1). Nessa relação, vê-se que há perda de razão cíclica decorrente da derivada de corrente no indutor ressonante, proporcional à corrente demandada pela carga. Quanto maior a corrente que flui pelo primário do transformador ( $I_o'$ ), maior é a queda de tensão sobre indutor ressonante, causando tal queda de razão cíclica. [9][12]

$$n_{FB} = \frac{V_{in}}{V_o} (D - \Delta D) \quad (1)$$

$\Delta D$  representa a perda de razão cíclica e é definida pela expressão (2).

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_{in}} \quad (2)$$

Deste modo, encontra-se o ganho estático do conversor, operando no MMC, mostrado na expressão (3).

$$q = \frac{n_{FB} \cdot V_o}{V_{in}} = D - \Delta D \quad (3)$$

Pelo fato da perda de razão cíclica ser diretamente proporcional à corrente no indutor ressonante, a tensão de saída não é independente da corrente de carga.

### 5.2.16 Circuitos de grampeamento

A corrente de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída do conversor, juntamente com o indutor ressonante e a indutância de dispersão do primário do transformador, provocam oscilações e sobretensões que podem ser prejudiciais para os diodos retificadores, deste modo, faz-se necessário a inserção de circuitos de auxílio à comutação os quais grampeiam a tensão sobre a ponte retificadora.

A eficiência do conversor está diretamente relacionada à dissipação de energia envolvendo, por exemplo, os circuitos de *snubber*. Deste modo, a utilização

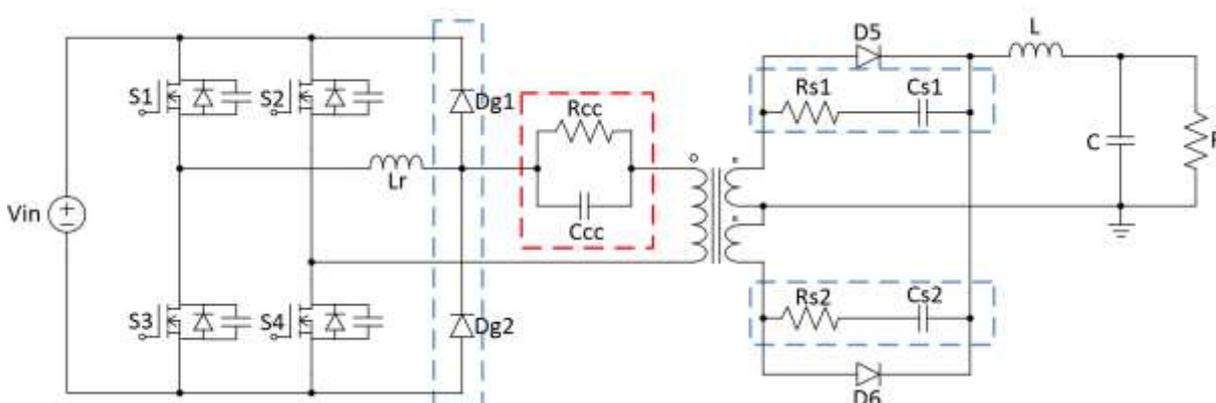
de grampeadores do tipo RCD (resistor, capacitor, diodo) fica comprometida, visto que esse tipo de grampeador, além de volumoso, é dissipativo. Por esse motivo, optou-se pela utilização de diodos grampeadores no primário do transformador que, por consequência, grampeiam a tensão do secundário e, além disso, o circuito regenera a energia para a carga ou para o barramento CC. Ainda, devido à indutância de dispersão do transformador, deve-se utilizar um *snubber* RC sobre os diodos de saída. [9]

O conversor com os circuitos de grampeamento (Dg1, Dg2) está mostrado na Figura 37.

### 5.2.17 Circuito de bloqueio da componente CC no transformador

O processo de chaveamento apresenta não idealidades causadas pelos desequilíbrios entre os braços do conversor e diferenças nos comandos de cada um dos braços, deste modo, é comum o aparecimento de componentes CC no transformador, podendo saturá-lo e comprometendo o funcionamento do conversor. Para se eliminar tal problema, insere-se um circuito RC em série com primário do transformador, onde o capacitor  $C_{cc}$  possui o papel de eliminar a componente CC e o resistor  $R_{cc}$  possui o papel de amortecer as oscilações que ocorrem devido ao capacitor  $C_{cc}$  e o indutor  $L_r$ . O conversor com o circuito de bloqueio da componente CC está ilustrado na Figura 37.

Figura 37 - Full Bridge com *snubbers* (pontilhado azul) e circuito de bloqueio CC (vermelho)



Fonte: produção do próprio autor

### 5.3 METODOLOGIA DE PROJETO

Para realizar o projeto de potência do conversor *full bridge*, utilizaram-se as seguintes especificações [9]:

- Potência de saída  $P_o$ ;
- Corrente de saída  $I_o$ ;
- Valor máximo da tensão de saída  $V_{o\_m\acute{a}x}$ ;
- Valor nominal da tensão de saída  $V_o$ ;
- Valor mínimo da tensão de saída  $V_{o\_min}$ ;
- Valor máximo da tensão de entrada  $V_{in\_m\acute{a}x}$ ;
- Valor mínimo da tensão de entrada  $V_{in\_min}$ ;
- Rendimento  $\eta$ ;
- Razão cíclica máxima  $D_{m\acute{a}x}$ ;
- Perda de razão cíclica  $\Delta D$ ;
- Frequência de comutação  $f_s$ ;

Além disso, as variáveis  $I_o$ ,  $P_o$  e  $V_o$  estão relacionadas pela expressão (4).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4)$$

Já a potência de entrada  $P_{in}$  é relacionada com  $P_o$  e  $\eta$  pela expressão (5).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (5)$$

#### 5.3.1 Dimensionamento do transformador de potência

As especificações para o projeto do transformador de potência do conversor são:

- Rendimento do transformador  $\eta_{trafo}$ ;
- Potência de entrada do transformador  $P_{in\_trafo} = \frac{P_o \text{ trafo}}{\eta_{trafo}}$

a) *Determinação do produto das áreas AeAw e escolha do núcleo*

Para determinar o produto das áreas AeAw utilizar-se-ão os seguintes parâmetros de projeto:

- Densidade de corrente máxima  $J_{m\acute{a}x} [\frac{A}{cm^2}]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima  $B_{m\acute{a}x} [T]$ ;
- Densidade de fluxo magnético nominal  $B [T]$ ;
- Fator de utilização do transformador  $k_u$ ;
- Fator de utilização do primário  $k_p$ ;
- Fator de topologia  $k_t$

Fazendo o uso de tais parâmetros, determina-se a expressão relativa ao produto das áreas:

$$AeAw = \frac{P_{in\_trafo}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (6)$$

b) *Número de espiras do primário e secundário*

Utilizando os parâmetros previamente apresentados, juntamente com a área Ae, determina-se o número de espiras do primário de acordo com a expressão (7).

$$N_p = \frac{V_{in\_min}}{4 \cdot Ae \cdot B \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (7)$$

Da mesma forma, determina-se o número de espiras para o secundário de acordo com a expressão (8).

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_{0\_m\acute{a}x}}{V_{in\_m\acute{i}n}} \quad (8)$$

Deste modo, define-se a relação de transformação segundo a expressão (9).

$$n_{FB} = \frac{N_p}{N_s} \quad (9)$$

c) *Dimensionamento dos condutores do primário e secundário*

Determinados os números de espiras, encontra-se a corrente eficaz no primário do transformador, dada pela expressão (10).

$$I_{p_{ef}} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (10)$$

A seção do condutor primário, determinada a corrente eficaz no primário, é dada pela expressão (11).

$$S_p = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{máx}} \quad (11)$$

O raio máximo do condutor primário é função do efeito pelicular decorrente da alta frequência de chaveamento, deste modo, a profundidade de penetração da corrente no condutor, para uma temperatura de 100°C, é dada pela expressão (12).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (12)$$

O diâmetro máximo, em centímetros, é definido de acordo com a expressão (13).

$$d_{máx} = 2 \cdot \Delta \quad (13)$$

Definido o diâmetro máximo do condutor primário, calcula-se sua área e, de acordo com a área calculada  $A_{cond\_p}$ , define-se o número de condutores em paralelo seguindo a expressão (14).

$$n_{cond\_paralelo\_s} = \frac{S_p}{A_{cond\_p}} \quad (14)$$

Para o secundário, a corrente eficaz é dada pela expressão (15).

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (15)$$

Deste modo, a seção do condutor secundário segue a expressão (16).

$$S_s = \frac{I_{s_{ef}}}{J_{máx}} \quad (16)$$

Da mesma forma realizada para o primário, o número de condutores em paralelo no secundário é dado pela expressão (17).

$$n_{cond\_paralelo\_s} = \frac{S_s}{A_{cond\_s}} \quad (17)$$

#### d) Fator de ocupação

Levando em consideração a área dos condutores isolados, encontram-se as áreas totais ocupadas pelos condutores do primário e secundário dadas pelas expressões (18) e (19), respectivamente.

$$A_{cond\_p\_isol} = n_{cond\_paralelo\_p} \cdot A_{cond\_p\_isol} \quad (18)$$

$$A_{cond\_s\_isol} = n_{cond\_paralelo\_s} \cdot A_{cond\_s\_isol} \quad (19)$$

O fator de ocupação é dado pela expressão (20). Tal fator verifica se o transformador é passível de implementação prática.

$$k_u = \frac{N_p \cdot A_{cond\_p\_isol} + 2 \cdot N_s \cdot A_{cond\_s\_isol}}{Aw} \quad (20)$$

### 5.3.2 Dimensionamento do indutor ressonante

#### a) Definição da indutância ressonante

A indutância ressonante, uma das responsáveis pelo chaveamento sob tensão nula, é definida segundo a expressão (21), onde  $L_{d\_trafo}$  é a indutância de dispersão do transformador.

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{in\_min}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right)} - L_{d\_trafo} \quad (21)$$

b) *Determinação do produto das áreas AeAw e escolha do núcleo*

Para se determinar o produto das áreas AeAw, utilizar-se-ão os seguintes parâmetros:

- Indutância ressonante  $L_r$ ;
- Densidade de corrente máxima  $J_{Lr\_máx} [\frac{A}{cm^2}]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima  $B_{Lr\_máx} [T]$ ;
- Densidade de fluxo magnético nominal  $B_{Lr} [T]$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo  $k_w$ ;
- Permeabilidade do ar  $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}$ .

Fazendo o uso de tais parâmetros, determina-se a expressão relativa ao produto das áreas, apresentada na expressão (22), levando em consideração que a corrente de pico no indutor é igual a corrente eficaz no mesmo, que, por estar em série com o primário do transformador, também é igual a corrente de pico e eficaz no primário do trafo, ou seja,  $I_{Lrpk} = I_{Lr\_ef} = Ip_{pk} = Ip_{ef}$ .

$$AeAw = \frac{L_r \cdot Ip_{pk} \cdot Ip_{ef}}{k_w \cdot B_{Lr\_máx} \cdot J_{Lr\_máx}} \cdot 10^4 \quad (22)$$

c) *Cálculo do número de espiras*

A expressão (23) apresenta o número de espiras da indutância ressonante.

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot Ip_{ef}}{B_{Lr} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (23)$$

d) *Dimensionamento do condutor*

Pelo fato do indutor ressonante estar ligado em série ao transformador, a corrente que circula em ambos é a mesma, deste modo, o condutor utilizado no indutor ressonante é o mesmo do primário do transformador.

e) *Entreferro*

O valor da indutância do indutor ressonante está relacionado ao entreferro do mesmo. A expressão (24) define o valor do entreferro do indutor.

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} \quad (24)$$

### 5.3.3 Dimensionamento do indutor de saída

Para dimensionar o filtro de saída, utilizar-se-á as expressões a seguir descritas.

#### a) Razão cíclica mínima

Sabendo que  $V_f$  representa a queda de tensão no diodo retificador de saída, encontra-se a expressão referente ao valor da razão cíclica mínima, dada pela expressão (25).

$$D_{\min} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(V_{o\_mín} + V_f)}{0,9 \cdot V_{in\_máx}} \quad (25)$$

#### b) Ondulação de corrente no indutor

Considerando a ondulação de corrente máxima na saída de 10%, a expressão que representa a ondulação de corrente na saída é dada em (26).

$$\Delta I_{Lo\_máx} = 0,1 \cdot I_o \quad (26)$$

#### c) Corrente de pico no indutor de saída

A corrente de pico no indutor do filtro de saída é dada pela expressão (27).

$$I_{Lo\_pk} = I_o + \frac{\Delta I_{Lo\_máx}}{2} \quad (27)$$

#### d) Valor eficaz da corrente no indutor de saída

A corrente eficaz no indutor do filtro de saída é dada pela expressão (28).

$$I_{Lo\_ef} = I_o \quad (28)$$

e) *Indutância de saída*

Determina-se, então, o valor da indutância do filtro de saída de acordo com a expressão (29).

$$L_o = \frac{(V_{o\_máx} + V_f) \cdot (1 - D_{mín})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lo\_máx}} \quad (29)$$

f) *Produto AeAw do indutor do filtro de saída*

Para o cálculo do produto das áreas AeAw, utilizar-se-ão os seguintes parâmetros:

- Indutância de saída  $L_o$ ;
- Densidade de corrente máxima  $J_{Lo\_máx} \left[ \frac{A}{cm^2} \right]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima  $B_{Lo\_max} [T]$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo  $k_w$ ;
- Permeabilidade do ar  $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} \left[ \frac{H}{m} \right]$ .

Deste modo, o produto das áreas AeAw é dado pela expressão (30).

$$AwAe = \frac{L_o \cdot I_{Lo\_pk} \cdot I_{Lo\_ef}}{k_w \cdot B_{Lo\_máx} \cdot J_{Lo\_máx}} \cdot 10^4 \quad (30)$$

g) *Número de espiras do indutor do filtro de saída*

A expressão (31) define o número de espiras do indutor.

$$N_{Lo} = \frac{L_o \cdot I_{Lo\_ef}}{B_{Lo\_máx} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (31)$$

h) *Dimensionamento do condutor utilizado no indutor do filtro de saída*

A seção do condutor utilizado no indutor de saída  $L_o$  é dada pela expressão (32).

$$S_{Lo} = \frac{I_{Lo\_ef}}{J_{Lo\_máx}} \quad (32)$$

O número de condutores em paralelo a serem utilizados varia de acordo com a área do condutor elementar escolhido  $A_{fio_{Lo}}$ , e é dado pela expressão (33).

$$n_{Lo\_fios\_paralelo} = \frac{S_{Lo}}{A_{fio_{Lo}}} \quad (33)$$

*i) Cálculo do entreferro*

O valor do entreferro do indutor do filtro de saída é encontrado de acordo com a expressão (34).

$$lg = \frac{N_{Lo}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_o} \cdot 10^{-2} \quad (34)$$

### 5.3.4 Dimensionamento dos transistores de potência

A resistência de condução dos interruptores MOSFETs é um fator decisivo na escolha do transistor de potência, visto que o rendimento, peso e volume do conversor são diretamente relacionados as perdas nos interruptores. Deste modo, escolher um transistor o qual possua uma resistência dreno-fonte menor possível é um fator fundamental. Para realizar a especificação do transistor de potência a ser utilizado é necessário o conhecimento de sua tensão máxima, corrente eficaz e perdas associadas.

*a) Tensão máxima no interruptor de potência*

De acordo com as formas de onda encontradas do conversor, encontra-se que a tensão máxima no interruptor dada pela expressão (35).

$$V_{Smáx} = V_{in\_máx} \quad (35)$$

*b) Corrente eficaz no interruptor de potência*

A corrente eficaz no transistor é dada pela expressão (36).

$$I_{Sef} = \frac{I_o}{n_{FB}} \cdot \sqrt{\frac{D_{máx}}{2}} \quad (36)$$

c) *Perdas nos interruptores*

Pelo fato do conversor operar com comutação sob tensão nula, a perda de comutação pode ser desprezada e apenas leva-se em consideração a perda de condução, dada pela expressão (37).

$$P_{S_{condução}} = R_{ds_{on}} \cdot I_{Sef}^2 \quad (37)$$

Para encontrar as perdas nos quatro interruptores apenas multiplica-se a expressão (37) por quatro.

d) *Determinação da resistência térmica dissipador-ambiente*

Para o cálculo da resistência térmica dissipador-ambiente os seguintes parâmetros serão necessários:

- Temperatura ambiente  $T_{amb}$ ;
- Temperatura de junção do transistor  $T_j$ ;
- Resistência térmica cápsula-dissipador:  $R_{thcd}$ .

Munido dos parâmetros previamente apresentados, determina-se o valor da resistência térmica dissipador-ambiente, dado por (38).

$$R_{thda_s} = \frac{T_j - T_{amb}}{4 \cdot P_{S_{condução}}} - \frac{(R_{thjc_s} + R_{thcd_s})}{4} \quad (38)$$

### 5.3.5 Dimensionamento do capacitor de saída

Para encontrar a expressão da capacitância de saída, será considerada uma ondulação de corrente sobre o capacitor, igual a ondulação de corrente no indutor, dada por  $\Delta I_{Lo}$ , além de uma ondulação de tensão dada por  $\Delta V_o$ . A capacitância de saída é, portanto, dada pela expressão (39).

$$C_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (39)$$

Para evitar o superaquecimento do capacitor de saída devido sua resistência interna, a qual causa perdas e até mesmo a destruição do componente, faz-se necessário a escolha de um capacitor de saída com resistência interna dentro do limite dado pela expressão (40).

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} \quad (40)$$

### 5.3.6 Dimensionamento do capacitor de bloqueio CC

Admitindo-se uma ondulação de tensão máxima sobre o capacitor de 1%, obtém a expressão (41).

$$\Delta V_{cb_{m\acute{a}x}} = 0,01 \cdot V_{in_{m\acute{i}n}} \quad (41)$$

Deste modo, obtém-se a capacitância de bloqueio CC do primário do transformador, dada pela expressão (42).

$$Cb = \frac{\frac{N_s}{N_p} \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{cb_{m\acute{a}x}}} \quad (42)$$

### 5.3.7 Dimensionamento do resistor de amortecimento em paralelo ao capacitor de bloqueio

Para o cálculo do resistor de amortecimento utilizar-se-á a razão cíclica efetiva do conversor, dada pela expressão (43).

$$D_{ef_{m\acute{a}x}} = D_{m\acute{a}x} - \Delta D \quad (43)$$

Conhecida a razão cíclica máxima, determina-se o valor da resistência em paralelo, dada pela expressão (44).

$$Rb = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}}}{D_{ef_{m\acute{a}x}} \cdot I_o \cdot \frac{N_s}{N_p}} \quad (44)$$

Já a potência dissipada no resistor de amortecimento é apresentada na expressão (45).

$$P_{Rb} = \frac{\Delta V_{Cb_{m\acute{a}x}}^2}{Rb} \quad (45)$$

### 5.3.8 Dimensionamento dos diodos retificadores de saída

Pelo baixo nível de tensão no retificador de saída, optou-se por utilizar um transformador com derivação central a fim de empregar um menor número de semicondutores, diminuir as perdas de condução da estrutura e, por consequência, aumentar o rendimento do conversor.

A corrente média nos diodos de saída é dada pela expressão (46).

$$I_{Do_{m\acute{a}x}} = \frac{I_o}{2} \quad (46)$$

A tensão máxima nos diodos de saída é dada pela expressão (47).

$$V_{Do_{m\acute{a}x}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in_{m\acute{a}x}} \quad (47)$$

As perdas por condução são dadas pela expressão (48), onde  $V_f$  representa a queda de tensão no diodo.

$$P_{Do_{condu\c{c}\tilde{a}o}} = 2 \cdot I_{Do_{med}} \cdot V_f \quad (48)$$

Já a resistência térmica dissipador-ambiente é apresentada na expressão (49)

$$R_{thda_{Do}} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{Do_{condu\c{c}\tilde{a}o}}} - (R_{thjc_{Do}} + R_{thcd_{Do}}) \quad (49)$$

### 5.3.9 Dimensionando do *Snubber* RC

A indutância de dispersão referida ao secundário do transformador é dada pela expressão (50).

$$L_{d_s} = \frac{L_{d_{refo}}}{\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} \quad (50)$$

A máxima corrente de recuperação reversa no diodo é mostrada na expressão (51), onde  $C_{D_{o_{jun}}}$  refere-se a capacitância de junção do diodo de saída.

$$I_{rm} = \frac{V_{in_{máx}}}{2 \cdot \frac{N_p}{N_s}} \cdot \sqrt{\frac{C_{D_{o_{jun}}}}{L_{d_s}}} \quad (51)$$

A frequência de ressonância do circuito *Snubber* é apresentada na expressão (52).

$$f_{r_{snubber}} = \frac{1}{4\pi \cdot \sqrt{C_{D_{o_{jun}}} \cdot L_{d_s}}} \quad (52)$$

A resistência do resistor do *Snubber* é dada pela expressão (53).

$$R_{snubber} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{L_{d_s}}{C_{D_{o_{jun}}}}} \quad (53)$$

A capacitância do circuito de *Snubber* é calculada de acordo com a expressão (54).

$$C_{snubber} = 2,2 \cdot C_{D_{o_{jun}}} \quad (54)$$

Potência dissipada no resistor *Snubber* é dada pela expressão (55).

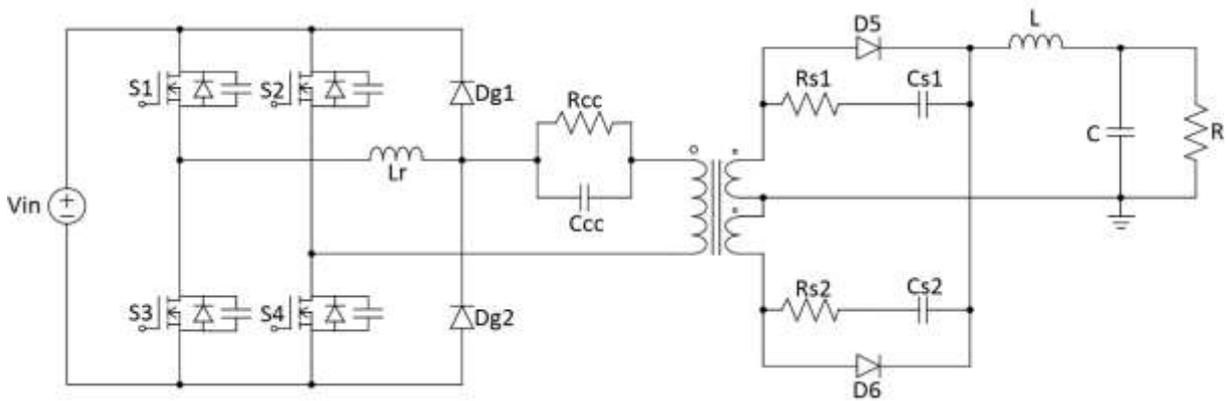
$$R_{R_{snubber}} = \frac{1}{2} \cdot C_{snubber} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in_{máx}}\right)^2 \cdot f_s \quad (55)$$

### 5.3.10 Considerações finais

Neste capítulo, apresentou-se os cálculos necessários para o projeto dos componentes do conversor e, além disso, visando melhorar as características do conversor, optou-se pela utilização de uma derivação central no transformador, visto

que a tensão de saída do conversor é baixa e a corrente elevada, deste modo, utilizando essa ponte retificadora, as perdas de condução são reduzidas. O conversor com estas características é mostrado na Figura 38.

Figura 38 - Conversor *Full Bridge* com derivação central



Fonte: produção do próprio autor

Nessa topologia as não idealidades, intrínsecas em cada um dos componentes, tais como capacitância dreno-fonte, indutância de dispersão e diodo antiparalelo ao interruptor de potência são utilizadas de forma a favorecer a operação da comutação suave.

Além disso, o circuito grampeador presente no lado primário do transformador, utilizado para grampear a tensão nos diodos do secundário, possui uma alta eficiência, visto que regenera a energia para o barramento CC do conversor.

O processo de ressonância do conversor ocorre apenas para possibilitar a operação da comutação suave, deste modo, não participa da transferência de potência do conversor.

A razão cíclica descrita nos cálculos anteriores varia de 0 a 1. Isso decorre do fato de que na modulação PWM *Phase Shift* a razão cíclica em cada uma das chaves é mantida constante em 0,5, subtraído o tempo morto, e a variação de razão cíclica do conversor é dada pela defasagem entre os comandos de cada um dos braços, sendo possível variá-los, em um caso ideal, de 0 a 180°, correspondendo a uma variação de 0 a 1 na razão cíclica.

#### 5.4 CIRCUITO DE COMANDO

Para que seja possível a transferência de potência e a comutação suave do conversor *Full-Bridge*, os transistores de potência devem ser corretamente acionados de acordo com a modulação PWM *Phase Shift*. Para implementar esse tipo de modulação existem no mercado atualmente CIs projetados especialmente para este fim, tais como o CI UC3875, UC3879 e UCC3895. Uma breve comparação entre esses CIs será exposta nesse capítulo, além do diagrama do circuito de comando do conversor.

#### **5.4.1 Os circuitos integrados UC3875, UC3879 e UCC3895**

O circuito integrado UC3875 possui todas as funções necessárias para a realização do controle de conversores FB-ZVS-PWM-PS, incluindo em seu encapsulamento drivers de potência os quais podem ser ligados diretamente ao transistor de potência do conversor, eliminando a necessidade da utilização de drivers externos ao circuito. O fabricante, visando a redução do nível de ruído, recomenda a utilização de alimentações separadas entre a parte de potência e a parte de sinal do CI, visto que internamente ao integrado eles são separados. Porém, mesmo tomando tal precaução, constata-se ainda um grande número de problemas envolvendo o CI. Esses problemas devem-se, principalmente, a alta corrente exigida pelos circuitos de comandos internos ao integrado, fazendo-o atingir temperaturas elevadas as quais geram problemas de instabilidade nos circuitos de sinal. Deste modo, para eliminar os problemas devido ao driver interno ao CI, é recomendável a utilização de drivers externos. Para isso, a própria fabricante do integrado desenvolveu o UC3879, o qual não possui driver de potência interno, reduzindo os problemas de ruído, superaquecimento e instabilidade, e ainda proporciona algumas vantagens sobre o UC3875, como por exemplo a necessidade de uma quantidade menor de componentes externos para a definição do tempo morto e sinais de referência. [9]

Mais recentemente, foi também lançado pelo fabricante o CI UCC3895, implementando melhoras comparado ao CI UC3879, tais como a utilização da tecnologia BCDMOS, reduzindo consideravelmente o consumo do integrado, melhorias na parte de controle e operação em altas frequências. A Tabela 4 apresenta uma comparação entre os três CIs.

Tabela 4 - Comparação entre os CIs UC3875, UC3879 e UCC3895

Característica	UC3875	UC3879	UCC3895	Unidades
Limiar de início UVLO	10,75 ou 15,25	10,75 ou 15,25	11	V
UVLO histerese	1,25 ou 6	1,75 ou 6	2	V
Corrente de início	150	150	150	$\mu$ A
Corrente em regime	30	23	5	mA
Slew Rate do amplificador de erro	11	11	2,2	V/ $\mu$ sec
Frequência de ganho unitário do amp. de erro	11	10	6,5	MHz
<i>Ramp to OUT delay</i>	65	115	70	ns
Variação de oscilação conforme a carga	20	20	2,5	%
Vale da rampa	0	0,2	0,2	V
Pico da rampa	3,8	2,9	2,35	V
Limite de corrente pulso-por-pulso	não	2	2	V
Nível do sensor de falha de corrente	2,5	2,5	2,5	V
Sensor de <i>delay to OUT</i> da corrente	85	160	75	ns
Corrente de saída	200	100	100	mA
Variação do tempo de <i>delay</i>	150-400	300-600	450-600	ns
Comparador de carga/vazio	não	não	sim	-

Fonte: [13]

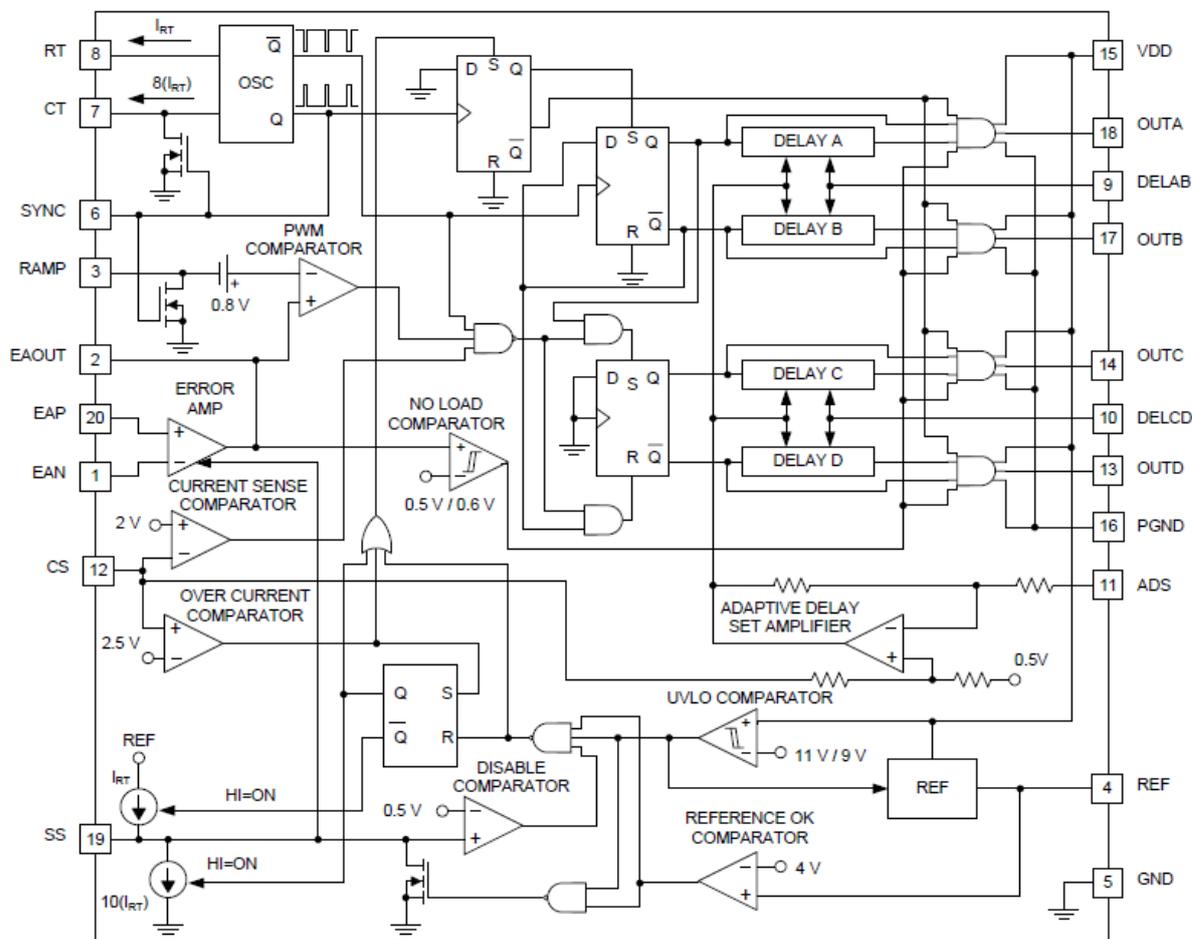
#### 5.4.2 Circuito integrado UCC3895

O CI UCC3895 possui como principais características as seguintes:

- Controle da razão cíclica de 0 a 100%;
- Controle do tempo morto;
- Compatível com o controle de tensão e corrente;
- Opera com frequências de chaveamento de até 1MHz;
- Banda passante do amplificador de erro de 6,5MHz;
- Baixo consumo de corrente – em torno de 5mA;
- Controle de partida suave – *soft start*.

O diagrama de blocos do circuito integrado UCC3895 está mostrado na Figura 39. Nele, verificam-se os blocos responsáveis pela defasagem entre os comandos, circuitos de proteção, tempo morto, comparadores, alimentação, entre outros. Interessante notar que a alimentação dos blocos de controle é separada da alimentação dos blocos que trabalham com uma potência mais elevada.

Figura 39 - Diagrama interno do CI UCC3895

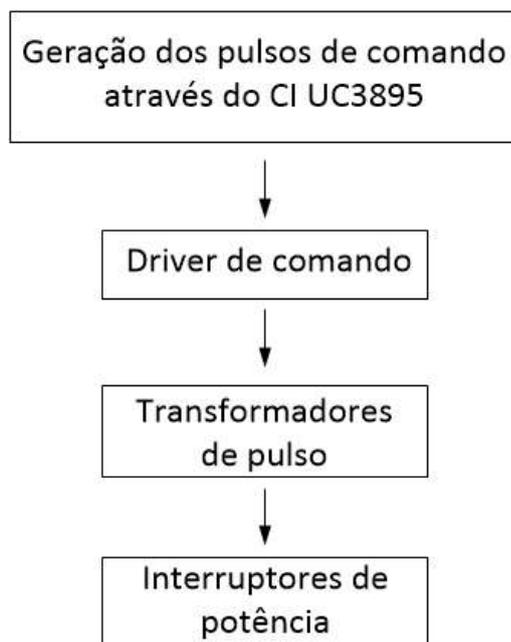


Fonte: [14]

### 5.4.3 Circuito de comando

O circuito de comando será constituído pelo CI UCC3895 responsável pela geração dos pulsos *Phase Shift* e pela implementação da malha de controle de tensão. Para que seja possível o acionamento dos interruptores de potência, faz-se necessário o emprego de um driver a fim de aumentar a capacidade de corrente do acionamento. Ligado ao driver, há transformadores de pulso com finalidade de manter a isolamento do conversor e garantir um comando complementar as chaves de um mesmo braço. O diagrama da estrutura de acionamento está mostrado na Figura 40.

Figura 40 - Estrutura do circuito de comando



Fonte: produção do próprio autor

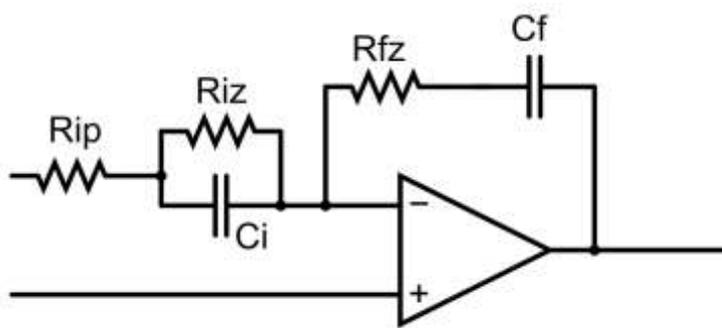
## 5.5 CIRCUITO DE CONTROLE

Para a implementação do controle do conversor, utilizar-se-á o CI UC3895, no qual será implementada uma malha de controle de tensão utilizando um controlador proporcional integrador derivativo (PID).

### 5.5.1 Controlador Proporcional Integrador Derivativo - PID

O circuito o qual será utilizado para a implementação do PID está mostrado na Figura 41.

Figura 41 - Controlador PID



Fonte: [15]

O circuito acima possui função transferência dada por (56).

$$C(s) = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s) \cdot (1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot s)}{C_f \cdot s \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + C_i \cdot s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}}\right)} \quad (56)$$

### 5.5.2 Função transferência da planta

Para o cálculo de cada um dos parâmetros do controlador, faz-se necessário o conhecimento da função transferência do conversor. Deste modo, de acordo com [9], a função transferência do conversor é dada pela expressão (57).

$$G_{FB}(s) = \frac{1}{n_{FB}} \cdot V_{in} \frac{C_o \cdot RSE \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \left(\frac{RSE}{R_o} + 1\right) \cdot s^2 + \left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \left(\frac{RSE}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot RSE\right] s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (57)$$

Onde  $R_d$  é dado por (58).

$$R_d = 4 \cdot \left(\frac{1}{n_{FB}}\right)^2 \cdot f_s \cdot L_r \quad (58)$$

### 5.5.3 Cálculo dos parâmetros do controlador

Para o cálculo dos parâmetros do controlador, utilizou-se a técnica de cancelamentos entre polos e zeros da planta e controlador.

A função de transferência da planta, já com os valores utilizados na implementação, é dada pela expressão (59).

$$G_{planta} = \frac{V_o}{V_c} = \frac{1004 \cdot (s + 9,02 \cdot 10^7)}{(s + 64045) \cdot (s + 152455)} \quad (59)$$

Os parâmetros serão então calculados a partir dos polos e zeros da planta e, além destes, pelo ganho do controlador, dado pela expressão (60).

$$K_c = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot V_o}{K_p \cdot V_{o\_ref}} \quad (60)$$

Onde  $f_c$  representa a frequência de corte do controlador, onde adotou-se  $\frac{f_s}{10}$ ,  $K_p$  o ganho da planta e  $V_{o\_ref}$  a tensão de referência de leitura, após o divisor de tensão de saída.

Munindo-se das funções transferência do controlador e planta, além do ganho do controlador, encontraram-se os valores para cada um dos parâmetros, descritos em (61).

$$\begin{aligned}C_i &= 1nF \\R_{iz} &= 15k\Omega \\R_{ip} &= 11\Omega \\R_{fz} &= 4,7k\Omega \\C_f &= 1,47nF\end{aligned}\tag{61}$$

## 6 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC *FULL BRIDGE* ZVS PWM PS

Apresentar-se-á nessa seção o projeto do conversor CC-CC *Full Bridge* ZVS PWM PS. Como ferramenta utilizada para o projeto do conversor foi utilizado o *software* Mathcad.

### 6.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

As especificações do conversor são baseadas nos limites impostos pela CELESC em relação à variação da tensão do barramento CC de entrada.

Tabela 5 - Especificação do conversor *Full Bridge*

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Potência de saída	600W
Tensão de saída máxima	30V
Tensão de saída nominal	28,5V
Frequência de chaveamento	100kHz
Variação máxima da tensão de saída	0,2V
Corrente nominal de saída	20A
Variação da tensão de saída	10% de $I_o$
Variação máxima de razão cíclica	0,15
Máxima razão cíclica	0,95
Tensão mínima de saída	23,6V
Tensão nominal de entrada	311V
Tensão de entrada máxima	326,55V
Tensão de entrada mínima	279,9V
Rendimento nominal	0,92

Fonte: produção do próprio autor

### 6.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

Potência de entrada, dada pela expressão (62).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta_{conv}} = 652,17W \quad (62)$$

Razão cíclica efetiva, dada pela expressão (63).

$$D_{ef} = D_{max} - \Delta D = 0,8 \quad (63)$$

### 6.3 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA

Potência de entrada no transformador considerando um rendimento de 99%:

$$P_{\text{intrafo}} = \frac{P_o}{\eta_{\text{trafo}}} = 606,06W$$

Parâmetros para o projeto:

- Densidade de corrente máxima:  $J_{\text{max}} = 4 \cdot 10^6 \frac{A}{m^2}$  ;
- Densidade de fluxo magnético máximo:  $B_{\text{max}} = 0,15T$  ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B = 0,11T$
- Fator de utilização do transformador:  $k_u = 0,4$  ;
- Fator de utilização do primário:  $k_p = 0,41$  ;
- Fator de topologia:  $k_t = 1$  ;

Determinação da área AeAw:

$$AeAw = \frac{P_{\text{in\_trafo}}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{\text{máx}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 6,1592cm^4$$

Escolheu-se o núcleo Thornton – NEE 55/28/21 de especificações:

$$Ae = 3,54cm^2 \quad Aw = 2,5cm^2 \quad AeAw = 8,85cm^4$$

Número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{V_{\text{in\_min}}}{4 \cdot Ae \cdot B \cdot f_s} \cdot 10^4 \approx 20$$

Número de espiras do secundário:

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_{0\_máx}}{V_{\text{in\_mín}}} \approx 3$$

Relação de transformação do conversor:

$$n_{FB} = \frac{N_p}{N_s} = 6,67$$

Corrente eficaz no primário do transformador:

$$I_{p_{ef}} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} = 3A$$

Seção do condutor do primário:

$$S_p = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{máx}} = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Profundidade de penetração, efeito pelicular:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,0237 \text{ cm}$$

Diâmetro máximo do condutor elementar:

$$d_{máx} = 2 \cdot \Delta = 0,0474 \text{ cm}$$

Adotando-se o fio 25 AWG para o primário, tem-se sua área dada por:

$$A_{fio25} = 0,001624 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo no primário do transformador:

$$n_{cond\_paralelo\_s} = \frac{S_p}{A_{cond\_p}} \approx 5$$

Corrente eficaz no secundário do transformador:

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 14,1421 \text{ A}$$

Seção do condutor secundário:

$$S_s = \frac{I_{s_{ef}}}{J_{máx}} = 0,0354 \text{ cm}^2$$

Adotando-se o fio 25 AWG para o secundário, tem-se como número de condutores em paralelo no secundário:

$$n_{cond\_paralelo\_s} = \frac{S_s}{A_{cond\_s}} \approx 22$$

Para o cálculo do fator de ocupação, utilizou-se os seguintes parâmetros:

$$A_{cond\_p\_isol} = 0,002078 \text{ cm}^2$$

$$A_{cond\_p\_isol} = n_{cond\_paralelo\_p} \cdot A_{cond\_p\_isol} = 0,0104 \text{ cm}^2$$

$$A_{cond\_s\_isol} = n_{cond\_paralelo\_s} \cdot A_{cond\_s\_isol} = 0,0457 \text{ cm}^2$$

Fator de ocupação:

$$k_u = \frac{N_p \cdot A_{cond\_p\_isol} + 2 \cdot N_s \cdot A_{cond\_s\_isol}}{A_w} = 0,1928$$

Para o cálculo das perdas, será necessário o uso das seguintes especificações:

$$l_{med} = 116mm \quad r_{25avg} = 0,001419 \frac{\Omega}{cm}$$

Perdas no cobre no enrolamento primário

$$pc_{prim} = \frac{N_{pef} \cdot l_{med} \cdot r_{25avg} \cdot I_{pef}^2}{n_{fiosparalelo}} = 0,5926W$$

Porém, como na realidade utilizou-se um comprimento de cobre maior, mediu-se a resistência total e encontrou-se a perda no cobre do primário de acordo com a resistência encontrada e a corrente eficaz:

$$Rp_{real} = 0,124\Omega$$

$$Pc_{prim_{real}} = Rp_{real} \cdot I_{pef}^2 = 1,116W$$

Para o secundário, o mesmo procedimento foi adotado:

$$pc_{sec} = \frac{N_{sef} \cdot l_{med} \cdot r_{25avg} \cdot I_{sef}^2}{n_{fiosparalelosec}} = 0,4489W$$

$$Rs_{real} = 0,003\Omega$$

$$Pc_{sec_{real}} = Rs_{real} \cdot I_{sef}^2 = 0,6W$$

Para o cálculo das perdas no núcleo, levou-se em consideração a fórmula disponibilizada pelo fabricante a qual relaciona as perdas no núcleo de acordo com a massa total do núcleo, deste modo, encontrou-se:

$$p_{fabricante} = 30 \frac{W \cdot 10^{-3}}{g}$$

$$massa_{nucleo} = 109g$$

$$p_{nucleo} = p_{fabricante} \cdot massa_{nucleo} = 3,27W$$

As perdas totais são, portanto:

$$p_{transformador} = pc_{prim_{real}} + pc_{sec_{real}} + p_{nucleo} = 4,986W$$

Elevação da temperatura:

$$\Delta T = p_{transformador} \cdot 23 \cdot (AeAw)^{-0,37} = 50^{\circ}C$$

## 6.4 PROJETO DO INDUTOR RESSONANTE

Determinação da indutância ressonante:

$$L_{dtrafo} = 9,50 \mu H$$

$$L_r = \Delta D \cdot \frac{V_{in\min}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot \frac{N_{sef}}{N_{pef}}} - L_{dtrafo} = 25,49 \mu H$$

O indutor ressonante implementado na prática possui indutância de 26,23μH.

Corrigindo a perda de razão cíclica:

$$I_o' = \frac{I_o}{n_{FB}} = 3A$$

$$V_o' = V_o \cdot n_{FB} = 190V$$

$$D_{perda} = 4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot \frac{f_s}{V_{in\min}} = 0,1093$$

$$D_{nom} = \frac{V_o'}{V_{in}} + D_{perda} = 0,7202$$

Para o cálculo do indutor ressonante, define-se os seguintes parâmetros:

- Densidade de corrente máxima:  $J_{Lr\_max} = 250 \frac{A}{cm^2}$  ;
- Densidade de fluxo magnético máximo:  $B_{Lr\_max} = 0,08T$  ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B_{Lr} = 0,06T$
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_u = 0,7$  ;
- Permeabilidade do ar:  $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$  .

Cálculo do produto das áreas AeAw:

$$AeAw = \frac{L_r \cdot Ip_{pk} \cdot Ip_{ef}}{k_w \cdot B_{Lr\_máx} \cdot J_{Lr\_máx}} \cdot 10^4 = 0,1638cm^4$$

Escolheu-se o núcleo Thornton NEE 30/15/14 de especificações:

$$Aw = 85mm^2 \quad Ae = 122mm^2 \quad AeAw = 1,037cm^4$$

Número de espiras do indutor:

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot Ip_{ef}}{B_{Lr} \cdot Ae} \cdot 10^4 \approx 11$$

O condutor utilizado no indutor ressonante é o mesmo do primário do transformador, visto que ambos estão em série.

Cálculo do entreferro:

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} = 0,0728 \text{ cm}$$

Para o cálculo das perdas no transformador utilizar-se-á o comprimento médio da espira:

$$l_{med_{Lr}} = 67 \text{ mm}$$

As perdas no cobre são, portanto:

$$p_{C_{Lr}} = \frac{N_{pef} \cdot l_{med_{Lr}} \cdot r_{25awg} \cdot I_{pef}^2}{n_{fiosparalelo}} = 0,3423 \text{ W}$$

Perdas no núcleo:

$$massa_{nucleoLr} = 21 \text{ g}$$

$$P_{nucleoLr} = P_{fabricante} \cdot massa_{nucleoLr} = 0,63 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$p_{totaisLr} = p_{nucleoLr} + p_{C_{Lr}} = 0,9723 \text{ W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Lr} = 22,06^\circ \text{ C}$$

## 6.5 PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA

Cálculos preliminares:

$$V_f = 1 \text{ V}$$

$$D_{min} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(V_{o_{min}} + V_f)}{0,9 \cdot V_{in_{max}}} = 0,558$$

Ondulação da corrente de saída:

$$\Delta I_{Lo_{max}} = 0,1 \cdot I_o = 2 \text{ A}$$

Corrente de pico no indutor de saída:

$$I_{Lo_{pk}} = I_o + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 21 \text{ A}$$

Corrente eficaz no indutor de saída:

$$I_{Lo_{ef}} = I_o = 20 \text{ A}$$

Indutância de saída:

$$L_o = \frac{(V_{o_{max}} + V_f) \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lo_{max}}} = 34,25 \mu \text{ H}$$

O indutor de saída implementado na prática possui indutância de  $35,40\mu\text{H}$ .

Parâmetros para o projeto do indutor de saída:

- Densidade de corrente máxima  $J_{Lo\_m\acute{a}x} = 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima  $B_{Lo\_max} = 0,45\text{T}$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo  $k_w = 0,7$ ;
- Permeabilidade do ar  $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ .

Produto das áreas  $A_e A_w$ :

$$A_w A_e = \frac{L_o \cdot I_{Lo\_pk} \cdot I_{Lo\_ef}}{k_w \cdot B_{Lo\_m\acute{a}x} \cdot J_{Lo\_m\acute{a}x}} \cdot 10^4 = 0,9134\text{cm}^4$$

Escolheu-se o núcleo Thornton NEE 40/17/12 de especificações:

$$A_e = 1,48\text{cm}^2 \quad A_w = 1,407\text{cm}^2 \quad A_e A_w = 2,0824\text{cm}^4$$

Cálculo do número de espiras:

$$N_{Lo} = \frac{L_o \cdot I_{Lo\_ef}}{B_{Lo\_m\acute{a}x} \cdot A_e} \cdot 10^4 \simeq 11$$

Seção do condutor necessária:

$$S_{Lo} = \frac{I_{Lo\_ef}}{J_{Lo\_m\acute{a}x}} = 0,04\text{cm}^2$$

Escolheu-se o fio 20AWG, de especificações:

$$D_{fio\_20} = 0,081\text{cm} \quad A_{fio\_20} = 0,005176\text{cm}^2 \quad D_{fio\_20\_isol} = 0,089\text{cm}$$

$$A_{fio\_20\_isol} = 0,006244\text{cm}^2$$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{Lo\_fios\_paralelo} = \frac{S_{Lo}}{A_{fio\_Lo}} \simeq 8$$

Cálculo do entreferro:

$$lg = \frac{N_{Lo}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o} \cdot 10^{-2} = 0,657\text{mm}$$

Para o cálculo das perdas no transformador utilizar-se-ão o comprimento médio da espira e a resistência do fio 20AWG

$$l_{med} = 87\text{mm}$$

$$r_{20awg} = 0,000445 \frac{\Omega}{cm}$$

As perdas no cobre são, portanto:

$$P_{totalisLout} = \frac{N_{Lo} \cdot l_{med} \cdot r_{20awg} \cdot I_{Lf}^2}{n_{Lo\_fios\_paralelo}} = 2,13W$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T = 43^{\circ}C$$

## 6.6 ESFORÇOS NO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

Tensão máxima no interruptor de potência:

$$V_{Smáx} = V_{in\_máx} = 326,55V$$

Corrente eficaz sobre o interruptor:

$$I_{Sef} = \frac{I_o}{n_{FB}} \cdot \sqrt{\frac{D_{máx}}{2}} = 2,07A$$

Potência dissipada por chave na condução considerando o caso de resistência série de  $1\Omega$  (IRF740@100°C):

$$P_{S_{condução}} = R_{ds_{on}} \cdot I_{Sef}^2 = 4,28W$$

Será utilizado apenas um dissipador para todos os elementos do conversor, deste modo, calcular-se-á o dissipador a partir das perdas encontradas via simulação de todos os elementos semicondutores com necessidade de dissipação.

## 6.7 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_{Co} = \Delta I_{Lo} = 2A$$

Capacitância de saída:

$$C_o = \frac{\Delta I_{Co}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 12,5\mu F$$

RSE máxima:

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} = 0,1\Omega$$

## 6.8 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO DO PRIMÁRIO E RESISTOR DE AMORTECIMENTO

Considerando a oscilação máxima de tensão sobre o capacitor de 1%, tem-se:

$$\Delta V_{Cb_{máx}} = 0,01 \cdot V_{in_{mín}} = 2,80V$$

Capacitância do capacitor de bloqueio CC:

$$C_b = \frac{\left( \frac{N_s}{N_p} \right) \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cb_{máx}}} = 5,36 \mu F$$

Razão cíclica efetiva do conversor:

$$D_{ef_{máx}} = D_{máx} - \Delta D = 0,8$$

Resistência de amortecimento:

$$R_b = \frac{V_{in_{máx}}}{D_{ef_{máx}} \cdot I_o \cdot \frac{N_s}{N_p}} = 136,06 \Omega$$

Potência dissipada no resistor:

$$P_{R_b} = \frac{\Delta V_{Cb_{máx}}^2}{R_b} = 0,06W$$

## 6.9 ESFORÇOS NOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Corrente média em cada um dos diodos:

$$I_{D_{o_{máx}}} = \frac{I_o}{2} = 10A$$

Tensão máxima nos diodos de saída:

$$V_{D_{o_{máx}}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in_{máx}} = 97,97V$$

Perda total no retificador de saída, considerando a queda no diodo de 1,05V (MUR3020@25°C):

$$P_{D_{o_{condução}}} = 2 \cdot I_{D_{o_{med}}} \cdot V_f = 21W$$

## 6.10 CIRCUITO *SNUBBER*

O dimensionamento do *snubber* foi realizado via simulação.

## 6.11 CÁLCULO TÉRMICO

Para o projeto dos dissipadores, levou-se em consideração apenas os elementos semicondutores os quais mais sofrem com o aquecimento. Tais semicondutores são os transistores ligados ao primário do transformador M1, M2, M3 e M4, além dos diodos retificadores de saída D37:1, D37:2.

A Tabela 6 ilustra as perdas em cada um dos semicondutores, encontradas via simulação no software OrCAD PSpice.

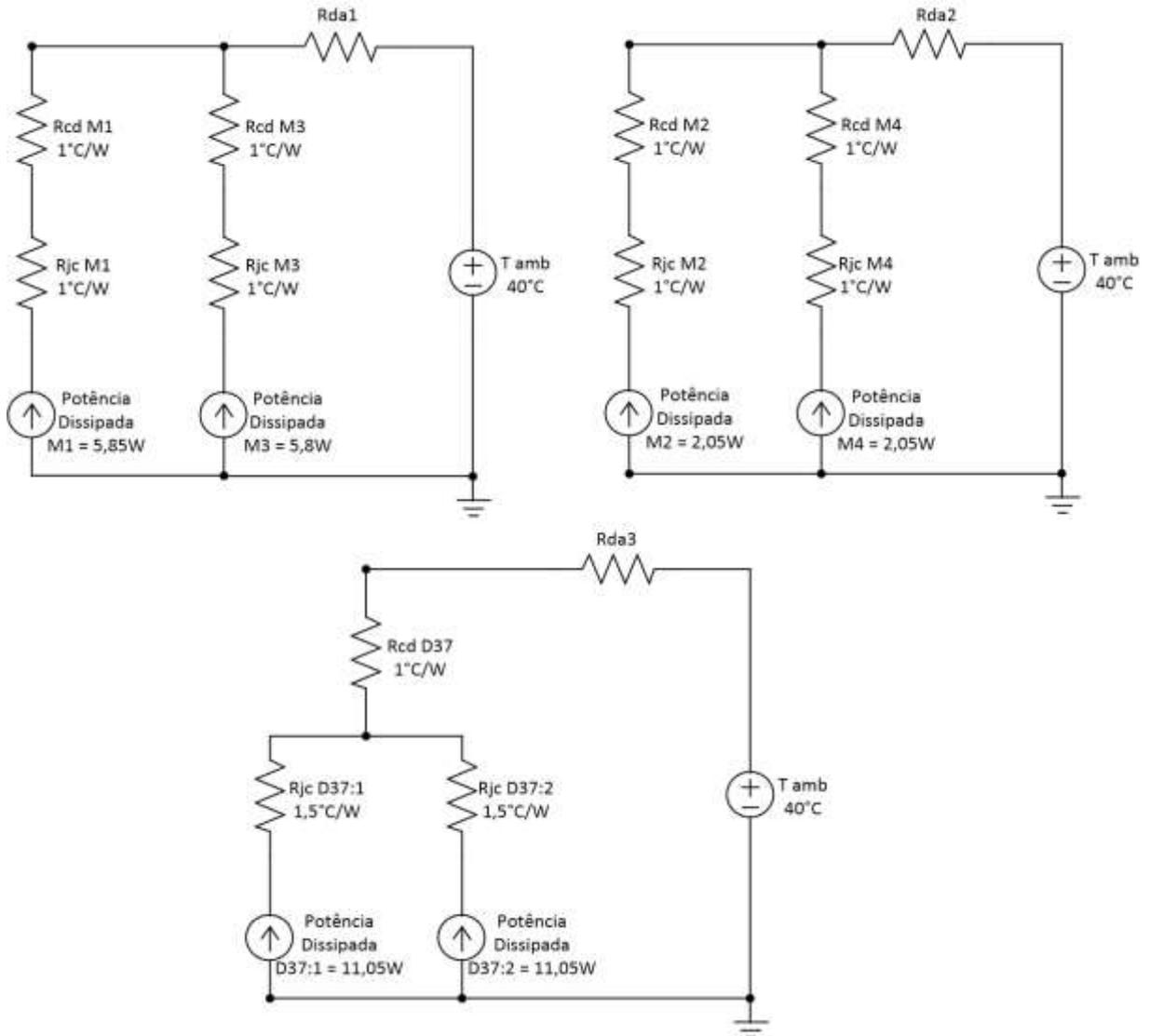
Tabela 6 - Potência média dissipada nos principais semicondutores

<b>Elemento</b>	<b>Potência média</b>	<b>Elemento</b>	<b>Potência média</b>
M1	5,85W	M4	2,05W
M2	2,00W	D37:1	11,05W
M3	5,80W	D37:2	11,05W

Fonte: produção do próprio autor

O modelo térmico utilizado para o conversor é mostrado na Figura 42, já com os valores das potências dissipadas encontradas via simulação e resistências junção-cápsula e cápsula-dissipador disponibilizadas nos *datasheets* dos semicondutores.

Figura 42 - Modelo térmico



Fonte: produção do próprio autor

Aproximando a potência dissipada de M1 igual a de M3 e M2 igual a de M4 e considerando a temperatura de junção máxima de 120°C, calcula-se as temperaturas de cápsula.

$$T_{C_{M1}} = T_{C_{M3}} = T_{j_{M1}} - P_{D_{M1}} \cdot R_{j_{c_{M1}}} = 120 - 5,85 \cdot 1 = 114,15^\circ\text{C}$$

$$T_{C_{M2}} = T_{C_{M4}} = T_{j_{M2}} - P_{D_{M2}} \cdot R_{j_{c_{M2}}} = 120 - 2 \cdot 1 = 118^\circ\text{C}$$

$$T_{C_{D37:1}} = T_{C_{D37:2}} = T_{j_{D37}} - P_{D_{D37}} \cdot R_{j_{c_{D37}}} = 120 - 11,05 \cdot 1,5 = 103,43^\circ\text{C}$$

A partir da resistência cápsula-dissipador de cada um dos componentes e dos valores de temperatura de cápsula previamente calculados, encontra-se a temperatura de dissipador de cada um dos elementos.

$$T_{D_{M1}} = T_{D_{M3}} = 114,15 - 5,85 \cdot 1 = 108,3^\circ\text{C}$$

$$T_{D_{M2}} = T_{D_{M4}} = 118 - 2 \cdot 1 = 116^\circ\text{C}$$

$$T_{D_{D371}} = T_{D_{D372}} = 103,43 - 22,1 \cdot 1 = 81,33^\circ\text{C}$$

Para o cálculo da resistência térmica dos dissipadores, escolhe-se a menor temperatura encontrada dentre os elementos ligados a ele, deste modo atende-se a todos os semicondutores.

$$R_{da1} = \frac{T_{d1} - T_{amb}}{\sum \text{PotênciasDissipadas}} = \frac{108,3 - 40}{5,85 + 5,85} \approx 5,84 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{da2} = \frac{T_{d1} - T_{amb}}{\sum \text{PotênciasDissipadas}} = \frac{116 - 40}{2,05 + 2,05} \approx 18,53 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{da3} = \frac{T_{d2} - T_{amb}}{\sum \text{PotênciasDissipadas}} = \frac{81,33 - 40}{11,05 + 11,05} \approx 1,87 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Pela disponibilidade em laboratório, utilizou-se um dissipador de aproximadamente  $0,7^\circ\text{C/W}$  para os diodos retificadores de saída, com ventilação forçada.

Para os transistores de potência, utilizou-se dois dissipadores encontrados em fontes chaveadas comerciais devidamente isolados e, para que não houvesse sobretemperatura, controlou-se a elevação de temperatura durante os testes do conversor.

## 7 SIMULAÇÕES

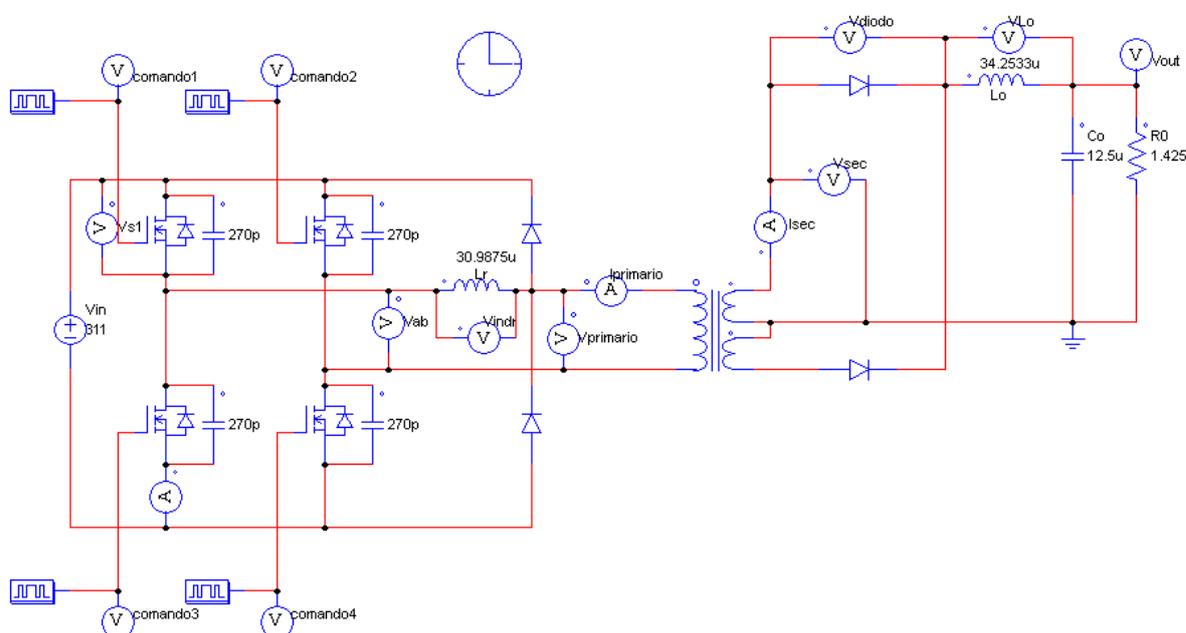
Apresentar-se-á nesta seção as simulações realizadas do conversor *Full Bridge ZVS PWM PS* nos softwares PSIM e OrCAD PSpice.

Em um primeiro momento, a simulação com componentes reais será apresentada a fim de confirmar o funcionamento básico do conversor, assim como a correspondência dos esforços em cada um dos componentes, previamente calculados. Logo depois, a simulação com componentes reais será apresentada, fundamental para o entendimento completo do conversor em um momento prévio à implementação.

### 7.1 SIMULAÇÃO COM COMPONENTES IDEAIS

A simulação com componentes ideais foi realizada utilizando o software PSIM. O circuito simulado está mostrado na Figura 43.

Figura 43 - Simulação com componentes ideais



Fonte: produção do próprio autor

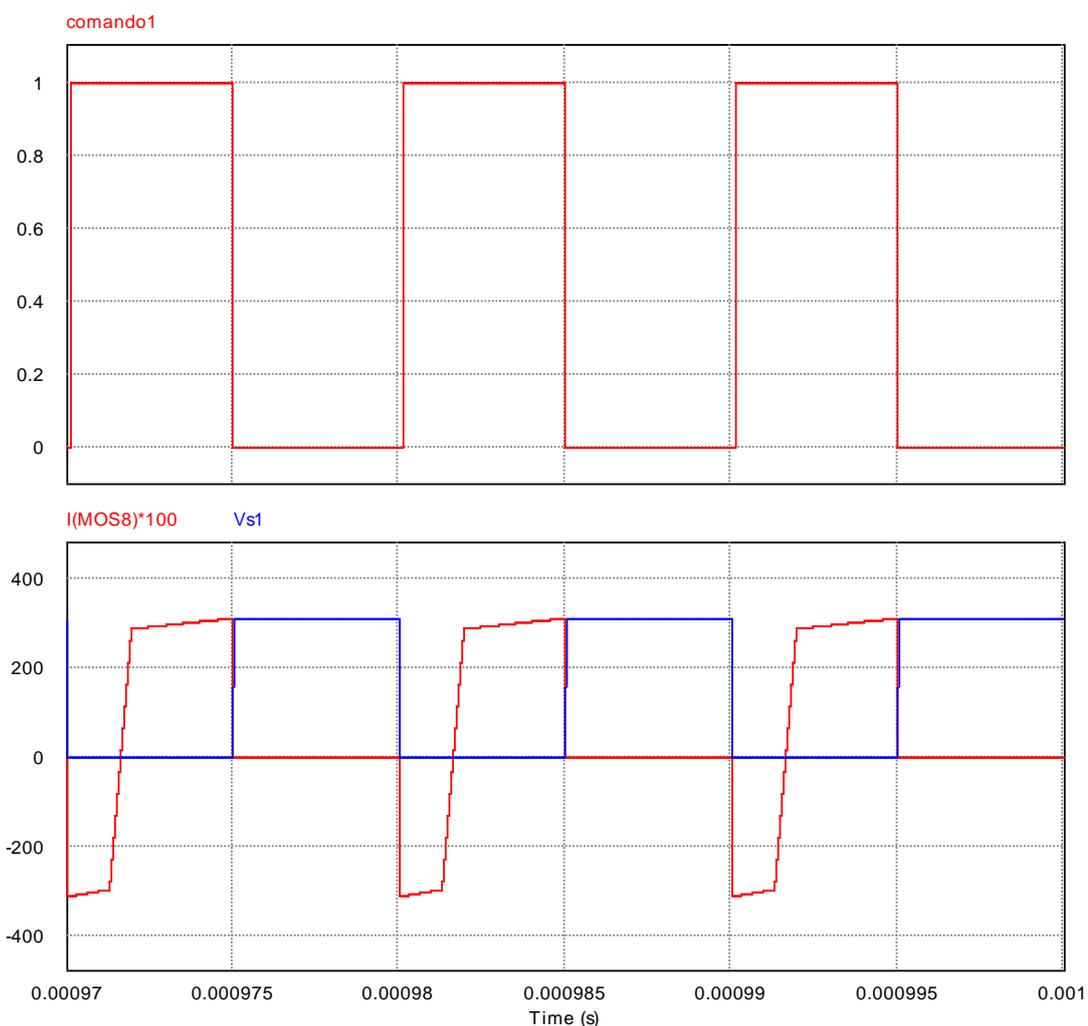
#### 7.1.1 Resultados da simulação

A fim de gerar uma referência, a forma de onda do comando do transistor S1 será apresentada juntamente com as formas de onda.

Na Figura 44 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na chave S1. A corrente negativa presente na chave refere-se à condução do diodo intrínseco ao MOSFET, deste modo, percebe-se que no momento em que a chave assume a condução da corrente (corrente positiva), a tensão sobre a mesma é nula, indicando o funcionamento do ZVS.

O valor eficaz de corrente na chave é 2,02A, o valor de pico é de 3,12A e seu valor médio é 0,53A. Já a tensão na chave tem valor de pico igual ao barramento CC, ou seja, 311V.

Figura 44 - Formas de onda da tensão e corrente na chave S1



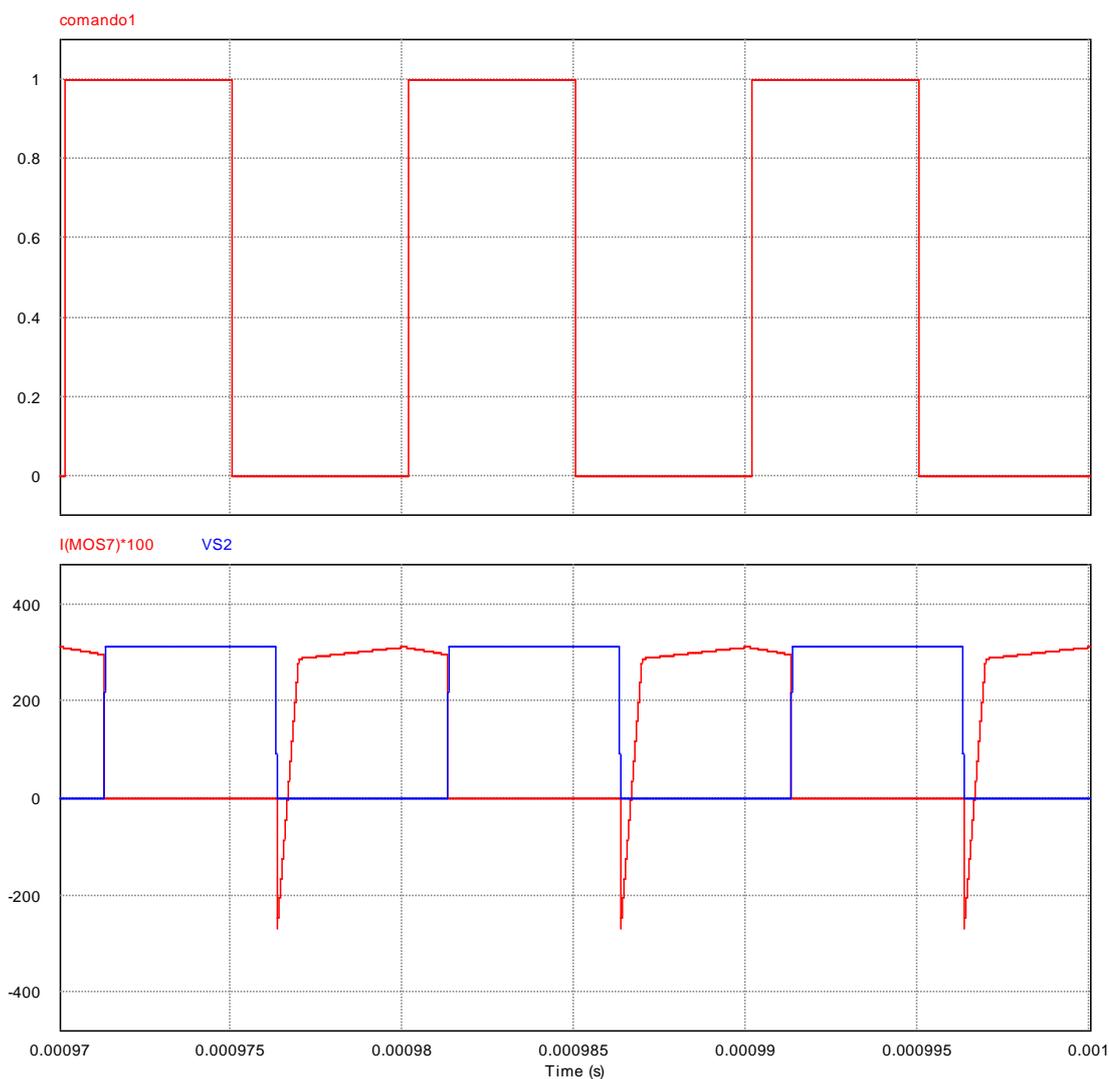
Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 45 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na chave S2. A corrente negativa presente na chave refere-se, da mesma maneira que S1, à condução do diodo intrínseco ao MOSFET, deste modo, percebe-se que no

momento em que a chave assume a condução da corrente (corrente positiva), a tensão sobre a mesma é nula, indicando o funcionamento do ZVS.

O valor eficaz de corrente na chave é 2,02A, o valor de pico é de 3,12A e seu valor médio é 1,30A. Já a tensão na chave tem valor de pico igual ao barramento CC, ou seja, 311V.

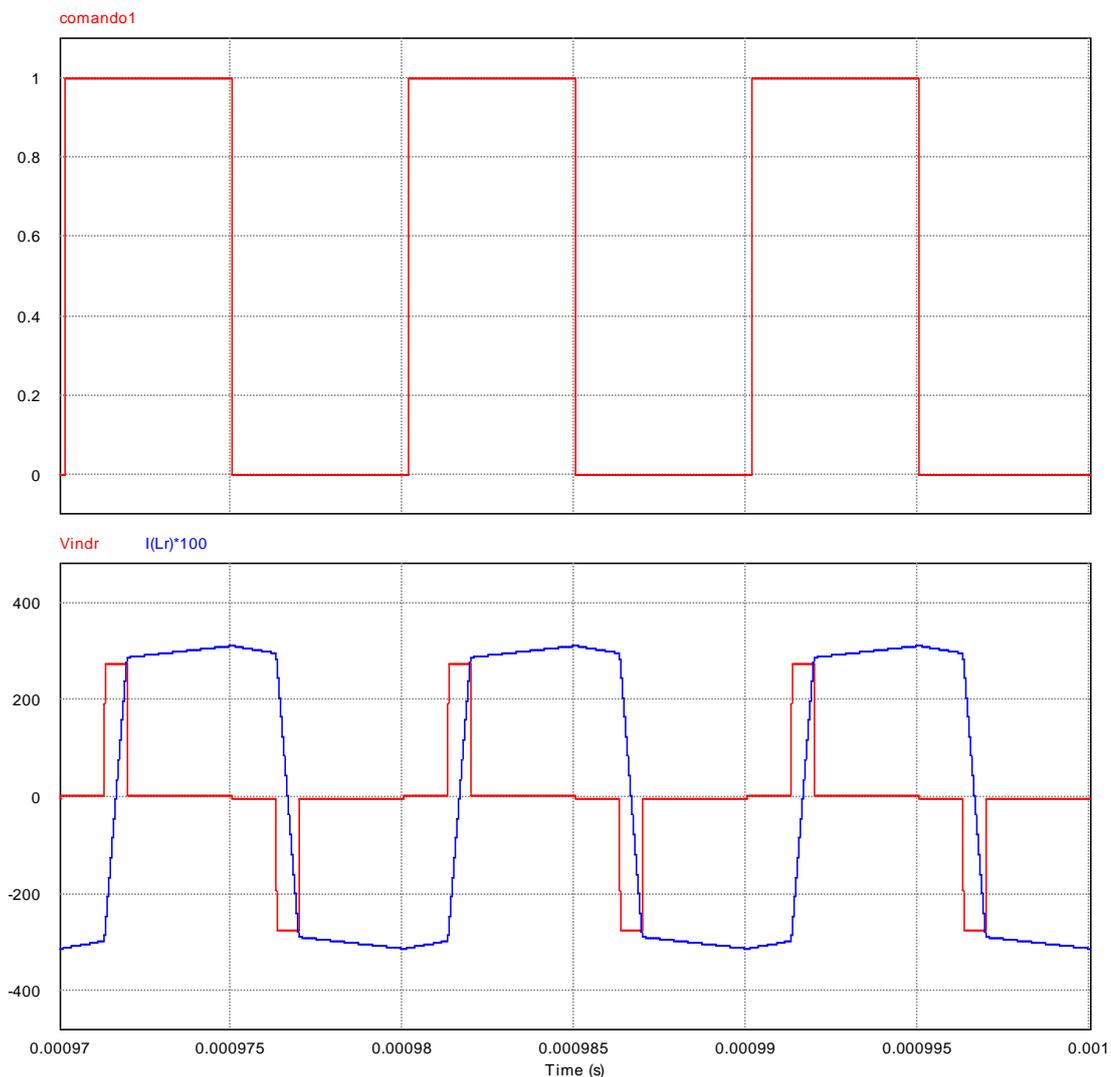
Figura 45 – Formas de onda da tensão e corrente na chave S2



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 46 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no indutor ressonante. A tensão máxima presente no indutor é igual a tensão de barramento, ou seja 311V, e aparece nos momentos de derivada de corrente. Já a corrente possui valor máximo de 3,12A e seu valor eficaz é de 2,87A.

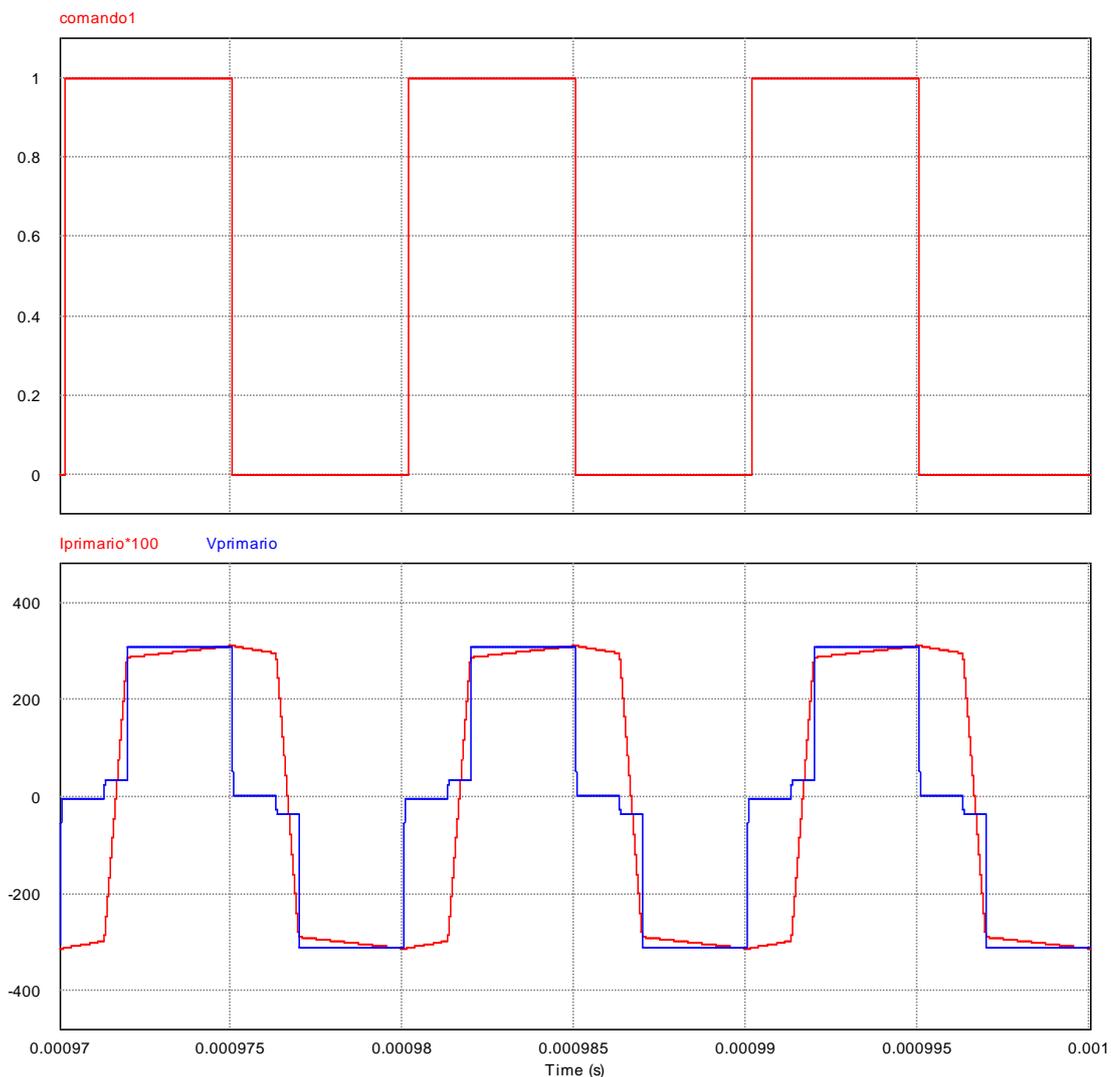
Figura 46 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor ressonante



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 47 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador. A tensão máxima no primário do transformador, assim como no indutor ressonante é a tensão de barramento CC 311V. A corrente de pico é de 3,12A e seu valor eficaz é de 2,87A.

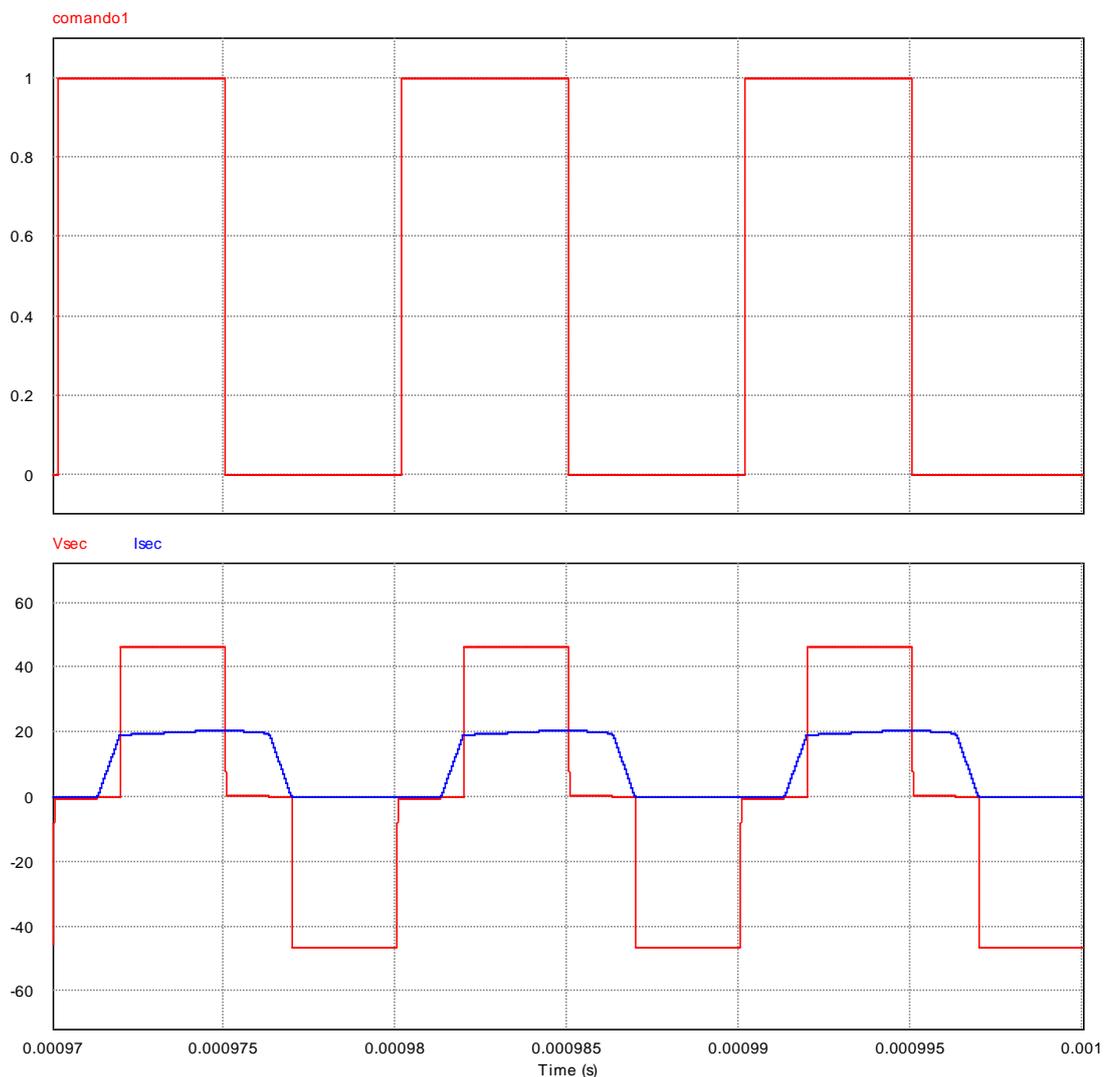
Figura 47 - Formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 48 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no secundário do transformador. A tensão máxima no secundário do transformador corresponde a tensão de barramento CC refletida para o secundário, ou seja, aproximadamente 46,2V. A corrente de pico é de 20,74A, seu valor médio é 10,00A e seu valor eficaz é de 13,84A.

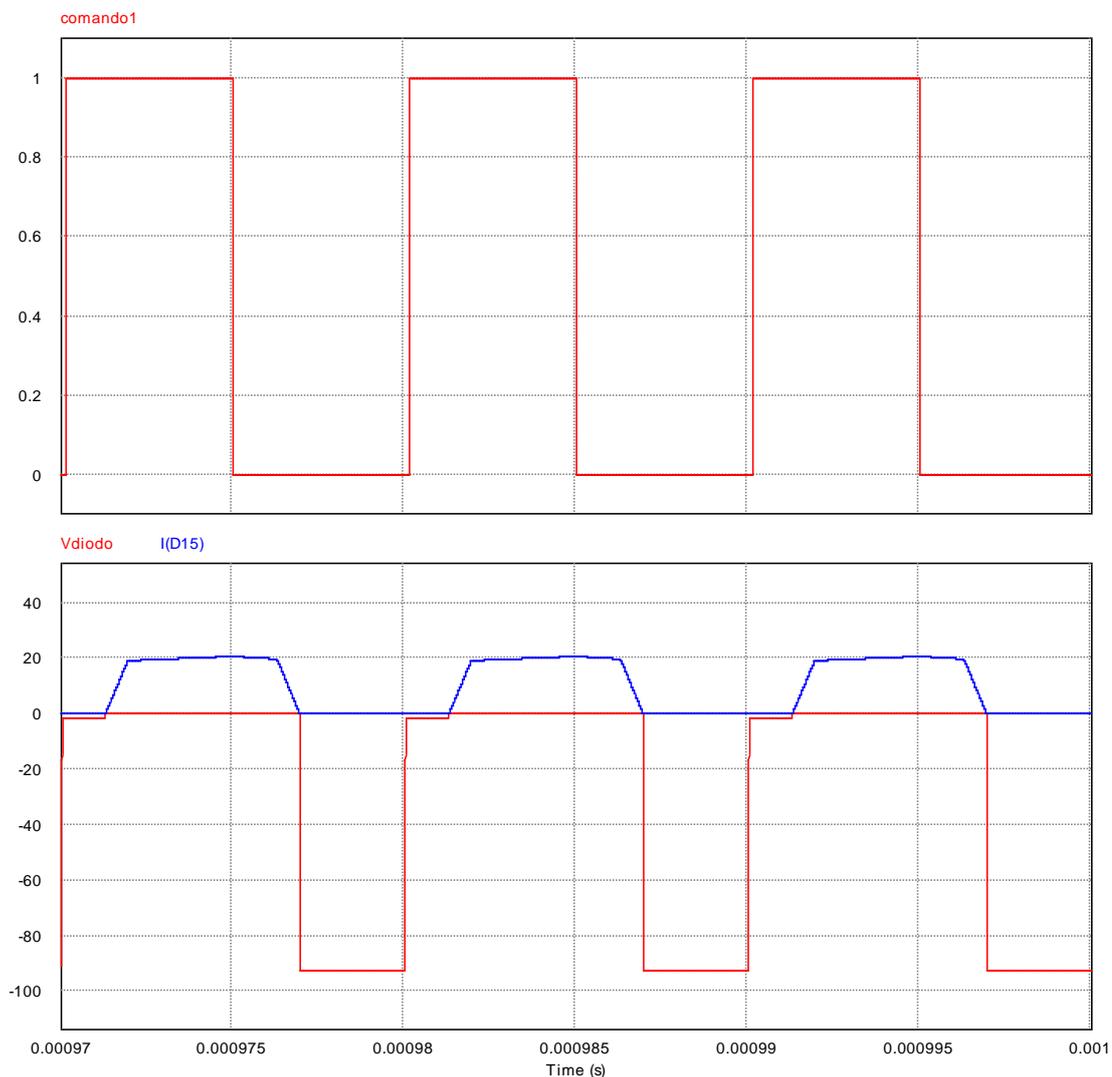
Figura 48 - Formas de onda de tensão e corrente no secundário do transformador



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 49 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no diodo retificador de saída. A tensão máxima sobre o diodo de saída corresponde a duas vezes a tensão do secundário, característica do retificador de onda completa com derivação central, ou seja, aproximadamente 92,45V. A corrente de pico é de 20,77A, seu valor médio é 10,00A e seu valor eficaz é de 13,84A.

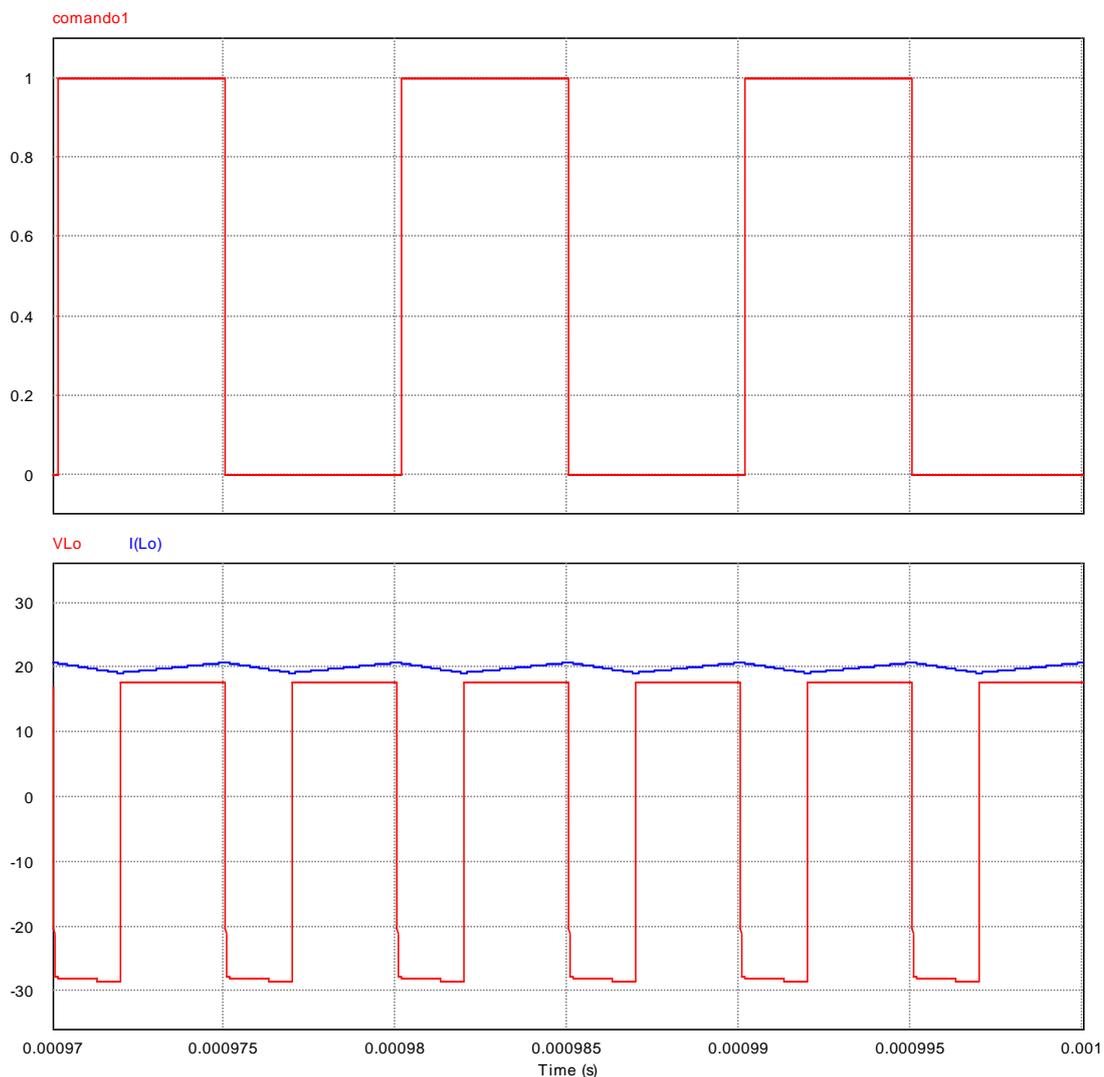
Figura 49 - Formas de onda de tensão e corrente no diodo retificador de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 50 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no indutor de saída. A corrente de pico é de 20,77A, seu valor médio, assim como eficaz, é 20,00A. A ondulação de corrente no indutor verificada foi de 1,58A, atendendo as especificações de projeto.

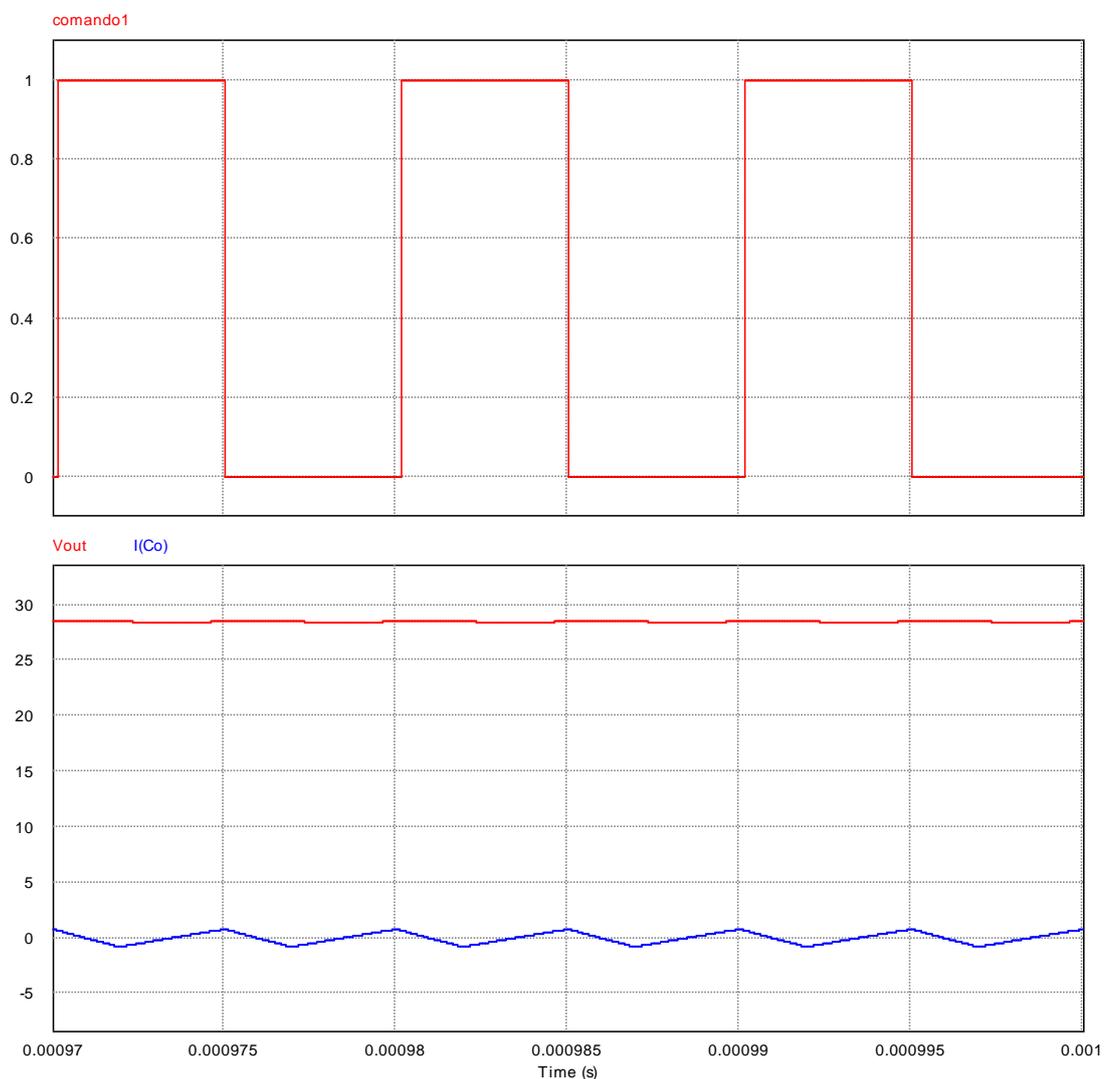
Figura 50 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 51 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída. A corrente eficaz no capacitor é de 0,46A, já a sua tensão média é igual a tensão de saída, ou seja, 28,49V. A ondulação na tensão de saída verificada foi de 0,08V, atendendo as especificações de projeto.

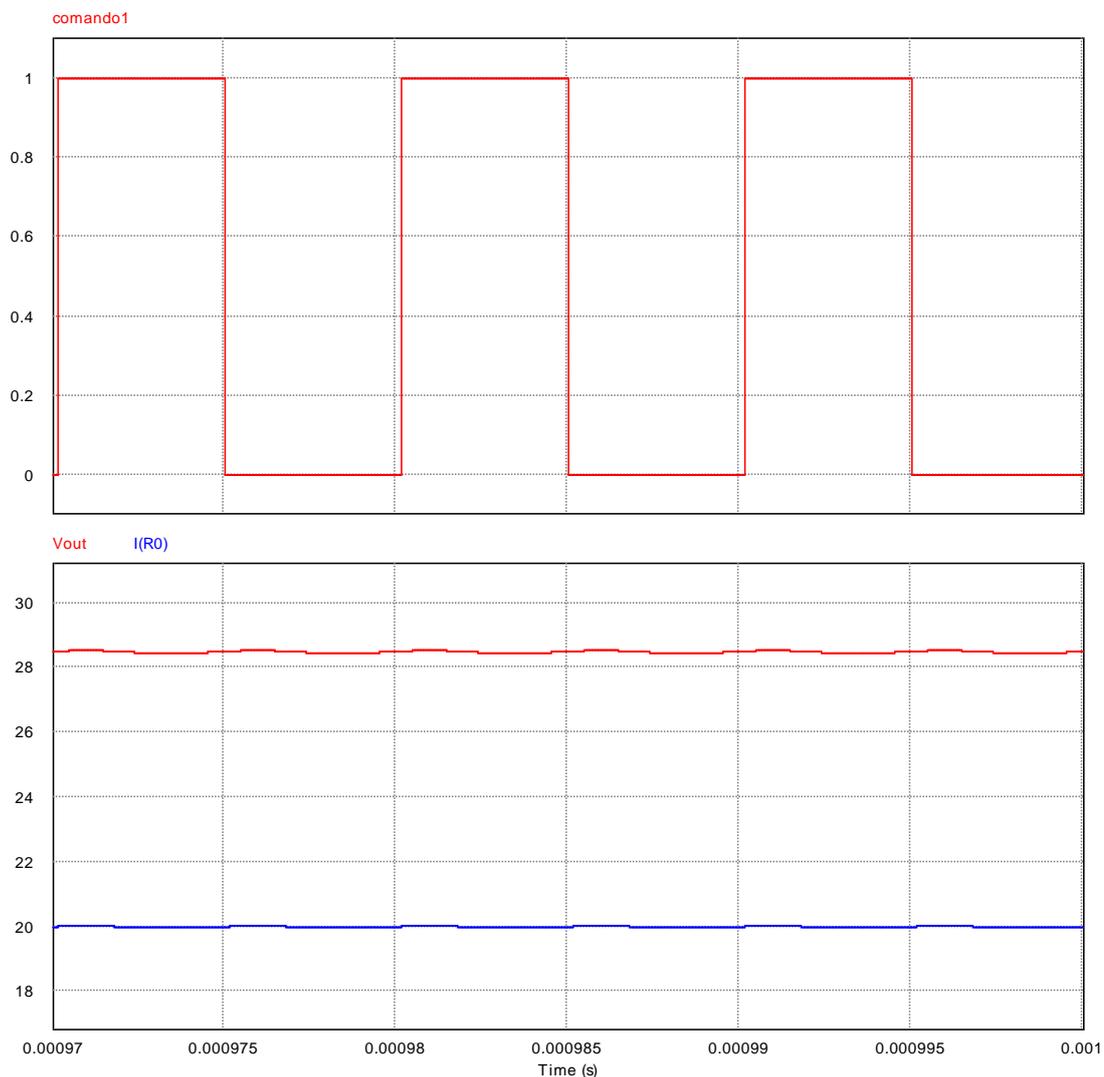
Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 52 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de saída, onde verifica-se que os requisitos de tensão e corrente foram atendidos. A tensão de saída média verificada foi de 28,49V, já a corrente média, em carga nominal, ficou em 20A.

Figura 52 - Formas de onda de tensão e corrente na carga



Fonte: produção do próprio autor

### 7.1.2 Conclusão

Verificou-se, a partir da simulação com componentes ideais, o funcionamento adequado do conversor, com convergência dos valores projetados comparados aos valores encontrados via simulação. Deste modo, toma-se como próxima etapa a definição dos componentes reais e a verificação de uma nova simulação, inserindo elementos parasitas e não ideais intrínsecos à estrutura dos componentes do conversor.

## 7.2 SIMULAÇÃO COM COMPONENTES REAIS

Para realizar a simulação real do conversor, faz-se necessária a definição dos componentes a serem utilizados. Desde modo, de acordo com o dimensionamento previamente realizado, apresentar-se-á os componentes escolhidos, levando em consideração a disponibilidade dos dispositivos no Laboratório de Eletrônica de Potência da universidade.

### 7.2.1 Transistores de potência da ponte completa

De acordo com disponível no laboratório, optou-se pela chave IRF740. As características do MOSFET estão apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 - Características do MOSFET IRF740

Tensão máxima de bloqueio	400V	Resistência dreno-fonte (@100°C)	<0,55Ω
Corrente contínua de dreno	10A	Tensão de limiar de condução	3V
Tempo de subida	10ns	Tempo de descida	10ns
Capacitância dreno-fonte	220pF		

Fonte: [16]

### 7.2.2 Diodos retificadores do secundário

O diodo retificador o qual compõe o retificador de saída escolhido foi o MUR3020. As características do diodo estão apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 - Características do diodo retificador de saída MUR3020

Tensão máxima de bloqueio	200V	Queda de tensão (@ $i_F=15A, 150^\circ C$ )	0,85V
Corrente média – por terminal (@ $150^\circ C$ )	15A	Corrente de recuperação reversa de pico (@ $20kHz, 150^\circ C$ )	30A
Tempo de recuperação reversa (@ $i_F=1A, di/dt=50A/\mu s$ )	35ns		

Fonte: [17]

### 7.2.3 Diodos de grampeamento do primário

Para realizar a escolha dos diodos de grampeamento, levou-se em consideração a velocidade e tensão máxima de bloqueio. De acordo com os materiais disponíveis no laboratório optou-se pela a escolha do diodo MUR860. As características desse diodo estão mostradas na.

Tabela 9 - Caraterísticas do diodo de grampeamento MUR860

Tensão máxima de bloqueio	600V	Queda de tensão (@ $i_F=8A, T_c=150^\circ C$ )	1,2V
Corrente média	8A (@ $155^\circ C$ )	Corrente de recuperação reversa	16A
Tempo de recuperação reversa (@ $i_F=8A, di/dt=200A/us$ )	60ns		

Fonte: [18]

### 7.2.4 Capacitor do filtro de saída

Os capacitores de saída escolhidos foram 6 capacitores de polipropileno EPCOS de capacitância  $2,2\mu F$  e resistência série equivalente (RSE) de  $20m\Omega$  ligados em paralelo.

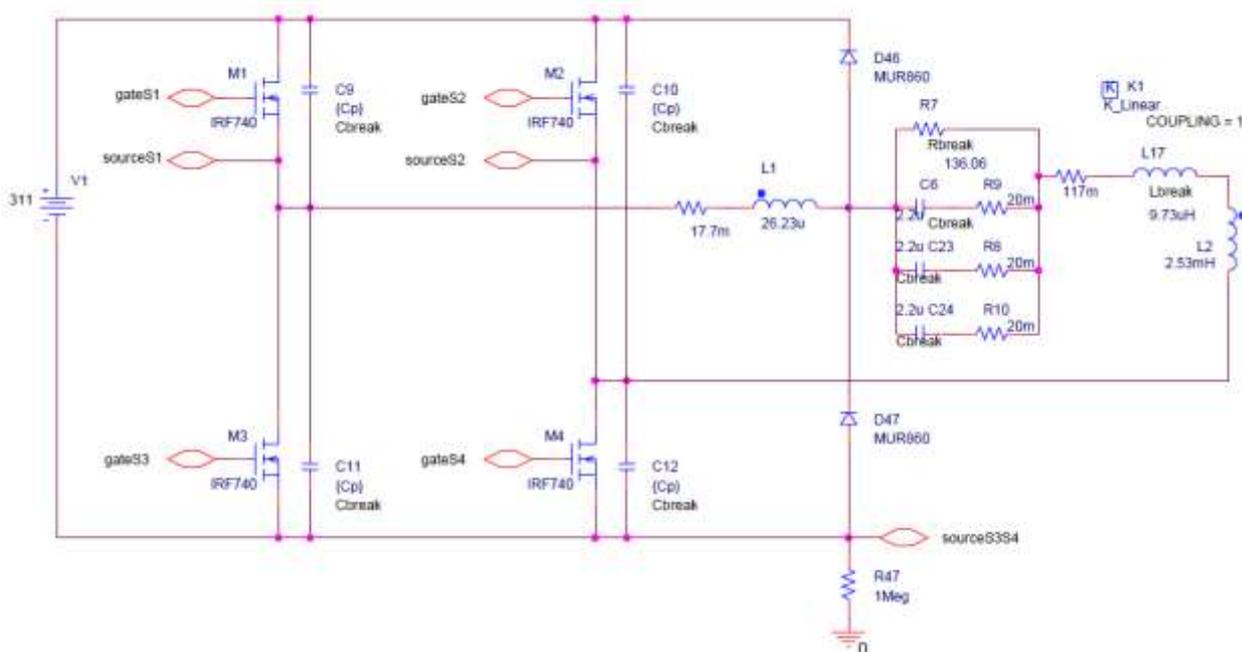
## 7.2.5 Simulação com componentes reais

Munindo-se dos modelos dos componentes escolhidos no software OrCAD Pspice, simulou-se o conversor a fim de visualizar a interferência das não idealidades dos componentes no funcionamento do *Full Bridge*.

Os valores utilizados para os magnéticos correspondem aos valores medidos em laboratório dos elementos previamente montados.

O circuito primário simulado está mostrado na Figura 53.

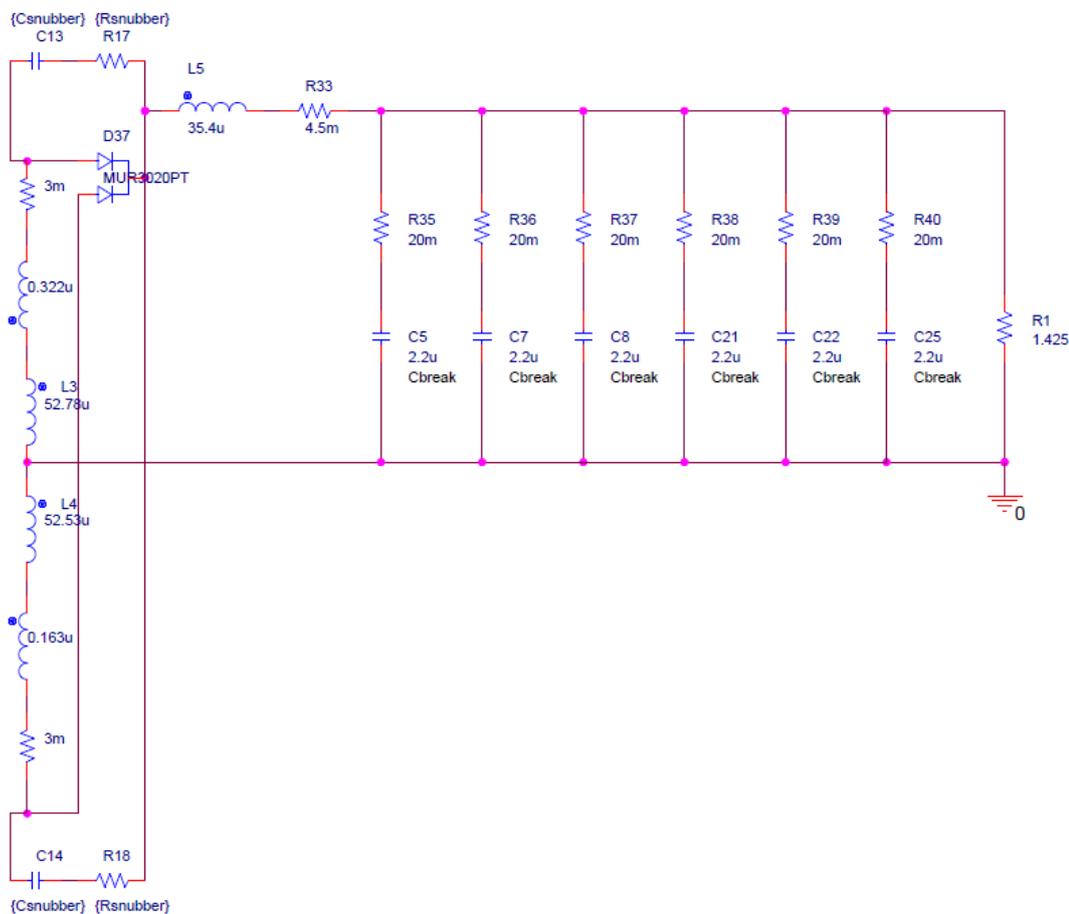
Figura 53 - Circuito primário simulado no OrCAD PSpice



Fonte: produção do próprio autor

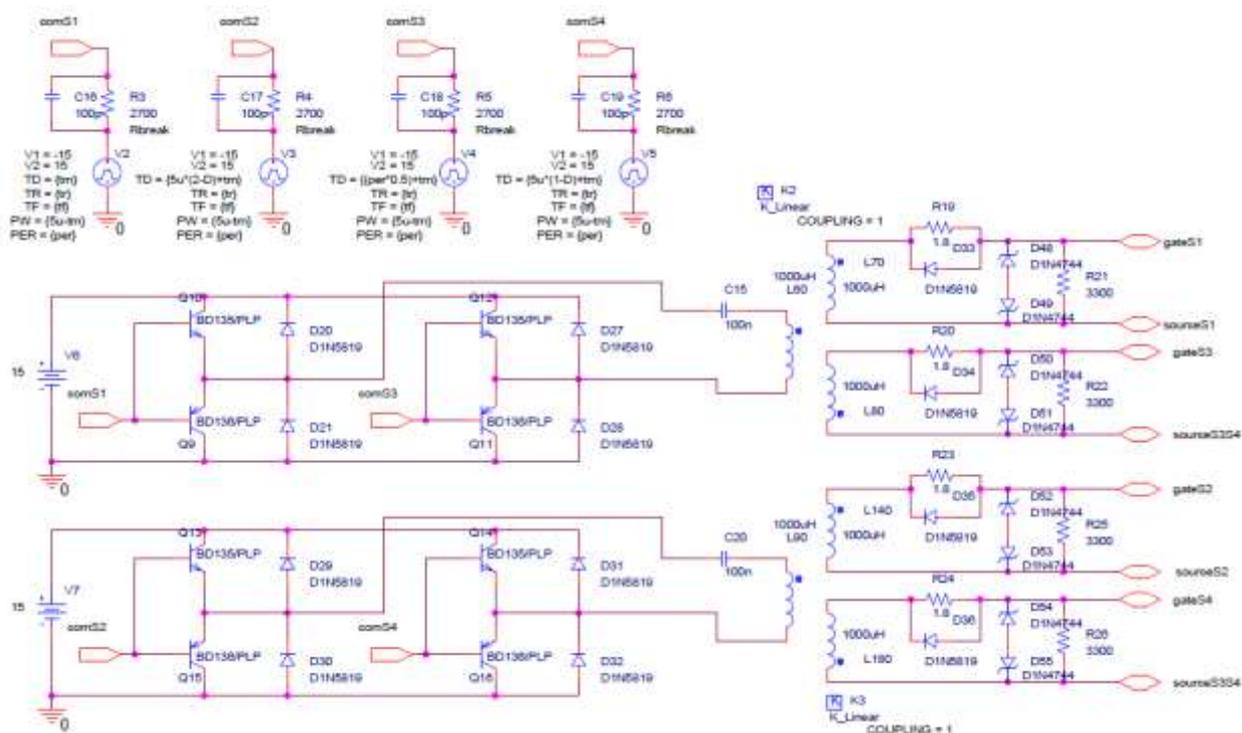
Na Figura 54 está mostrado o circuito secundário do conversor, incluindo os circuitos de *snubber*.

Figura 54 - Circuito secundário simulado no OrCAD PSpice



Fonte: produção do próprio autor

Finalmente, na Figura 55 está mostrado o circuito de comando do conversor, o qual, para atingir a tensão nominal de saída, está com razão cíclica de 0,79.

Figura 55 - Circuito *driver* simulado no OrCAD PSpice

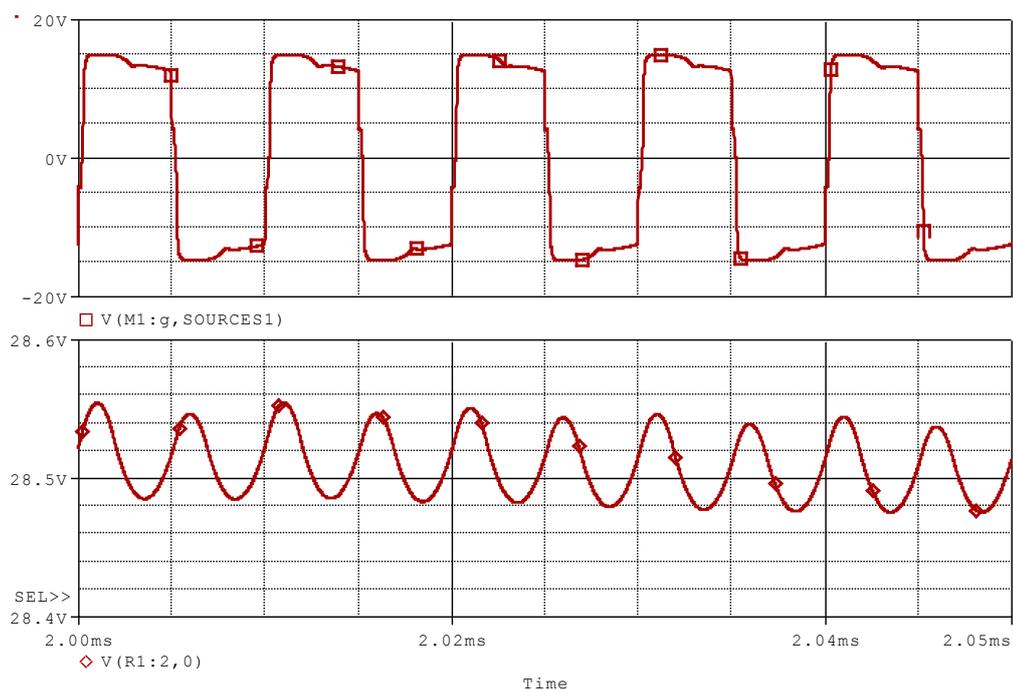
Fonte: produção do próprio autor

## 7.2.6 Resultados da simulação

A simulação foi realizada com o conversor em malha aberta no ponto de operação nominal. A razão cíclica foi ajustada para 0,786, onde 0,72 corresponde a nominal, a fim de manter a tensão de saída nominal visto que as perdas do conversor resultam em queda da mesma.

Na Figura 56 é apresentada a tensão de saída e a tensão de gatilho do transistor M1. Percebe-se que o critério de ondulação da tensão de saída máxima de 0,2V foi satisfeito.

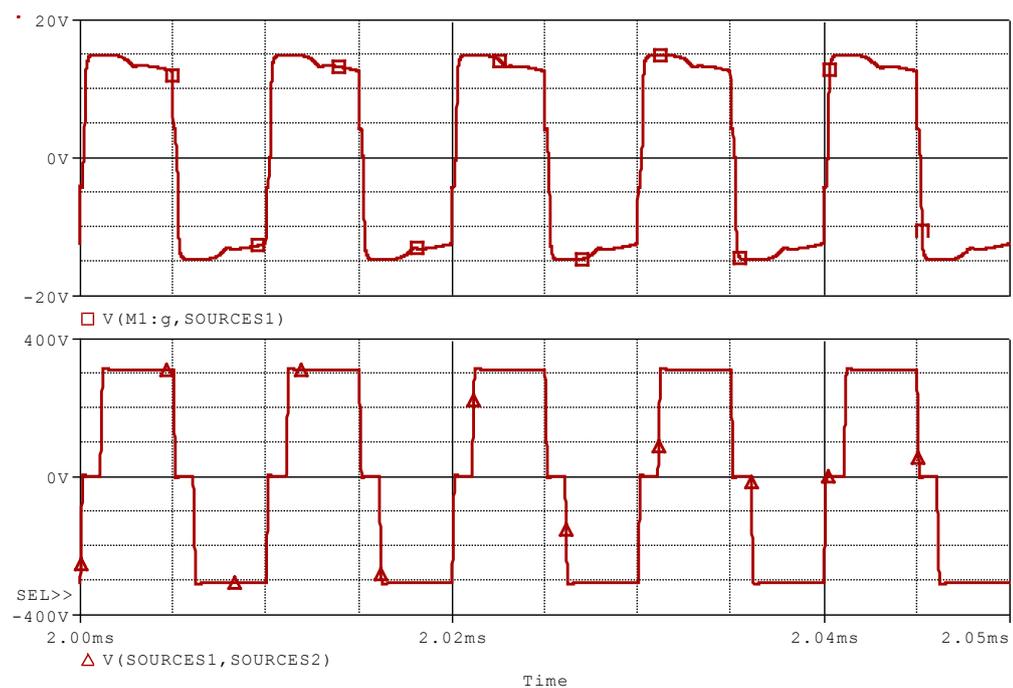
Figura 56 - Forma de onda da tensão de gatilho de M1 e tensão de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 57 é apresentada a forma de onda no ponto central de cada um dos braços do conversor.

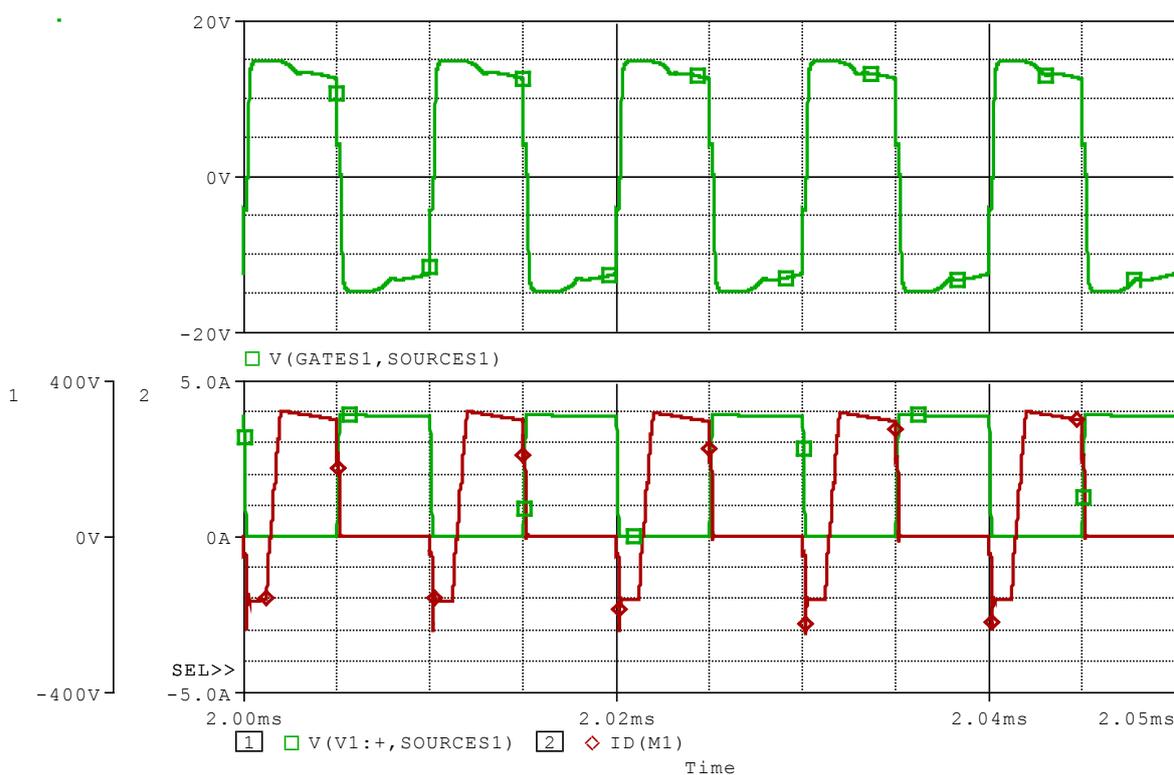
Figura 57 - Forma de onda de tensão entre os centros dos braços



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 58 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão sobre o transistor de potência M1 em conjunto com seu diodo antiparalelo intrínseco. A corrente possui valor médio de 1,06A, visto que foi levado em consideração a curva de corrente no transistor como um todo, incluindo o diodo intrínseco. A corrente eficaz, por sua vez, possui o valor de 2,33A. Já seu valor de pico, em regime permanente, é de 4,06A.

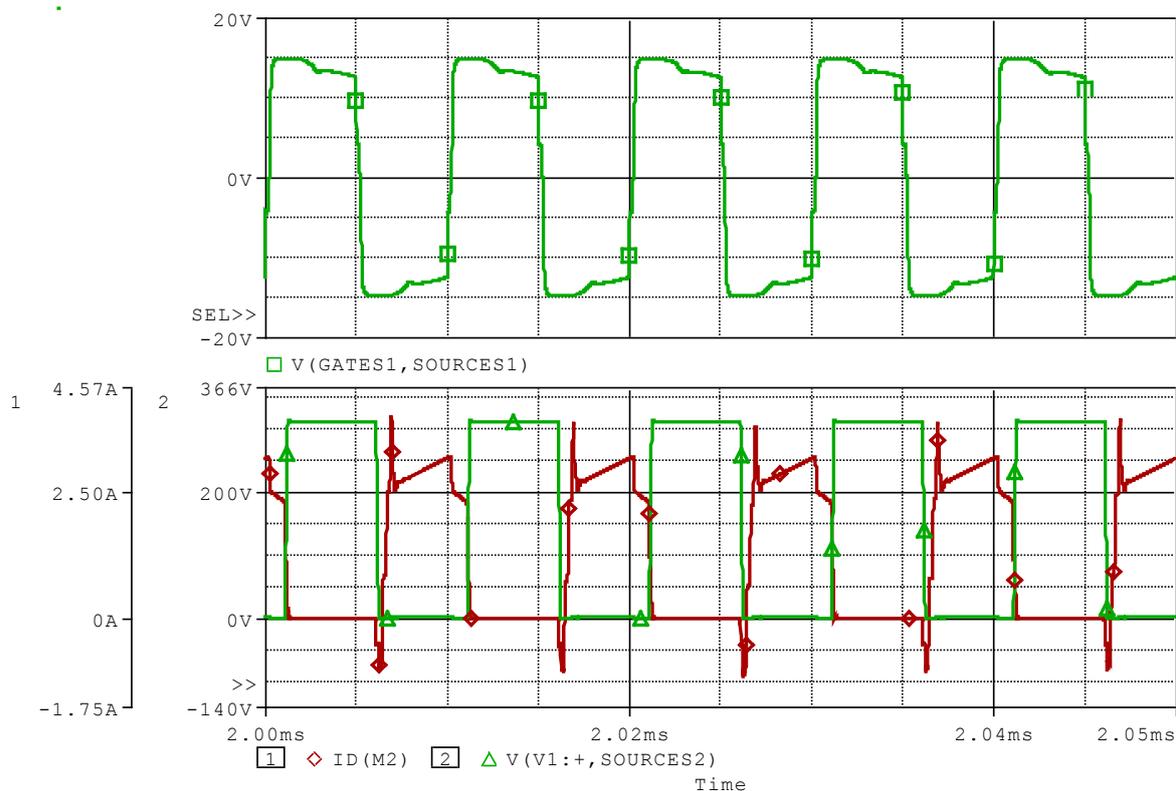
Figura 58- Formas de onda de tensão e corrente sobre o transistor M1



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 59 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão sobre o transistor de potência M2 em conjunto com seu diodo antiparalelo intrínseco. A corrente possui valor médio de 1,24A, visto que foi levado em consideração a curva de corrente no transistor como um todo, incluindo o diodo intrínseco. A corrente eficaz, por sua vez, possui o valor de 1,89A. Já seu valor de pico, em regime permanente, é de 3,80A.

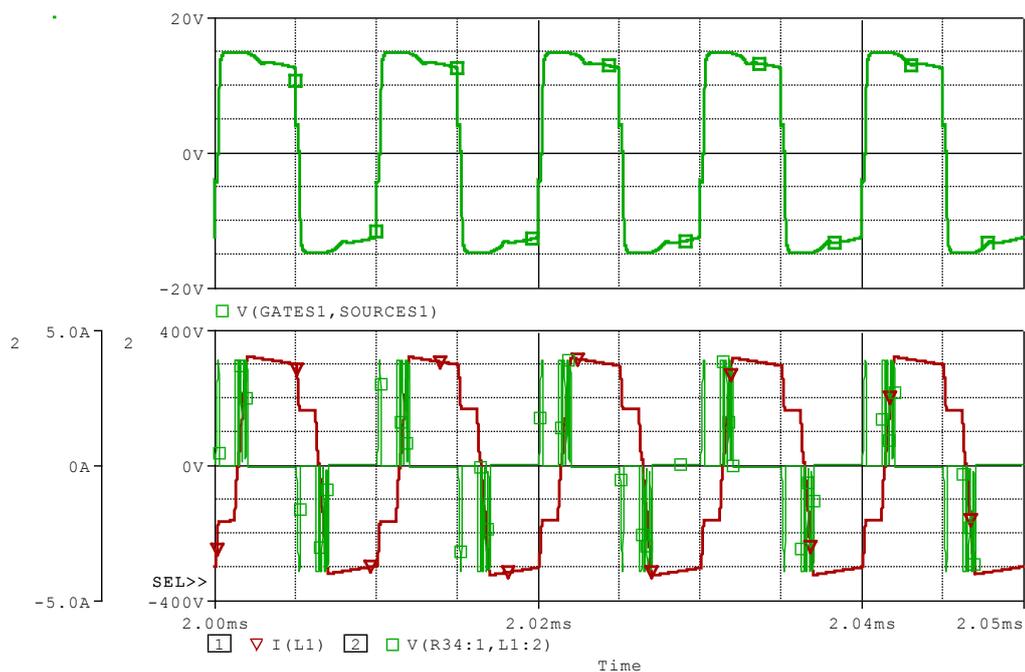
Figura 59 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o transistor M2



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 60 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente sobre o indutor ressonante. Percebe-se que há tensão sobre o indutor apenas durante as derivadas de corrente, representando a perda de razão cíclica do conversor. Nesses momentos há a ressonância entre tal indutor e os capacitores dos transistores de potência, justificando a oscilação na tensão em alta frequência.

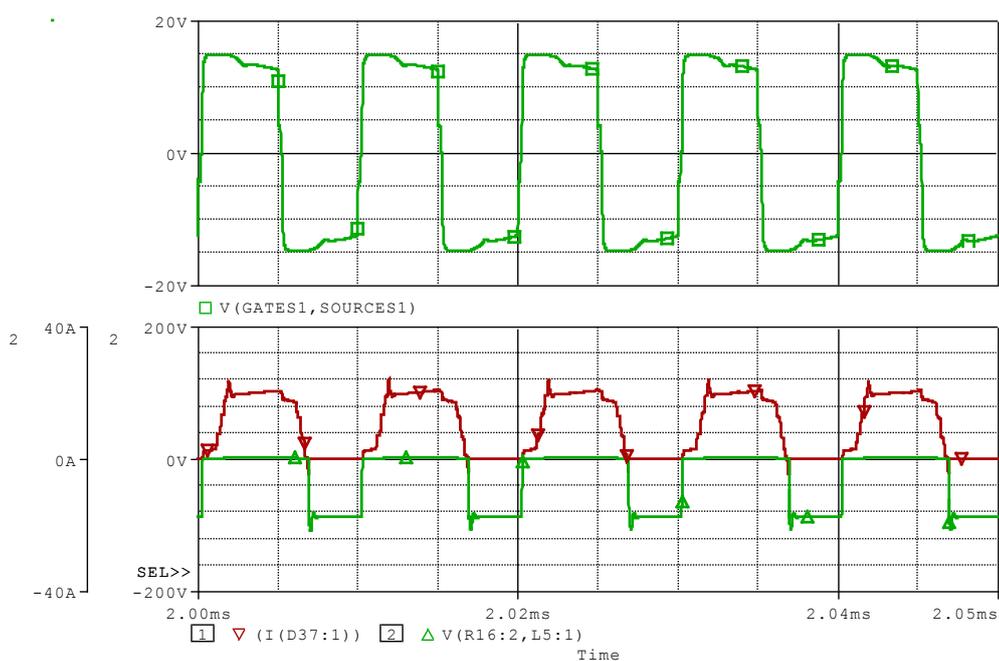
Figura 60 - Formas de onda de tensão e corrente no indutor ressonante



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 61 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo do retificador de saída, já com *snubber* RC. Percebe-se que a tensão de pico sobre o diodo é de aproximadamente 115V. O valor médio da corrente sobre o diodo é de 9,96A, o valor eficaz é de 13,53A e seu valor de pico é 22,9A.

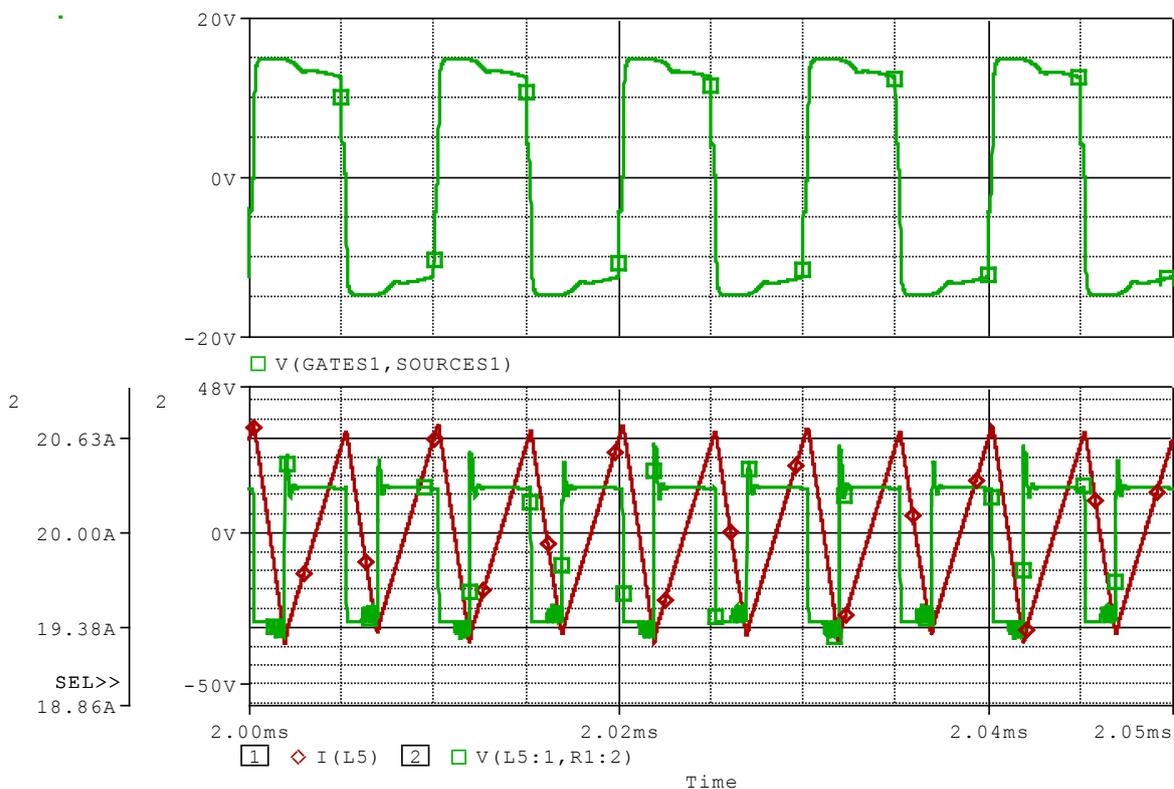
Figura 61 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 62 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de saída. A ondulação de corrente sobre o indutor é de 1,37A, deste modo está dentro do valor esperado especificado em projeto.

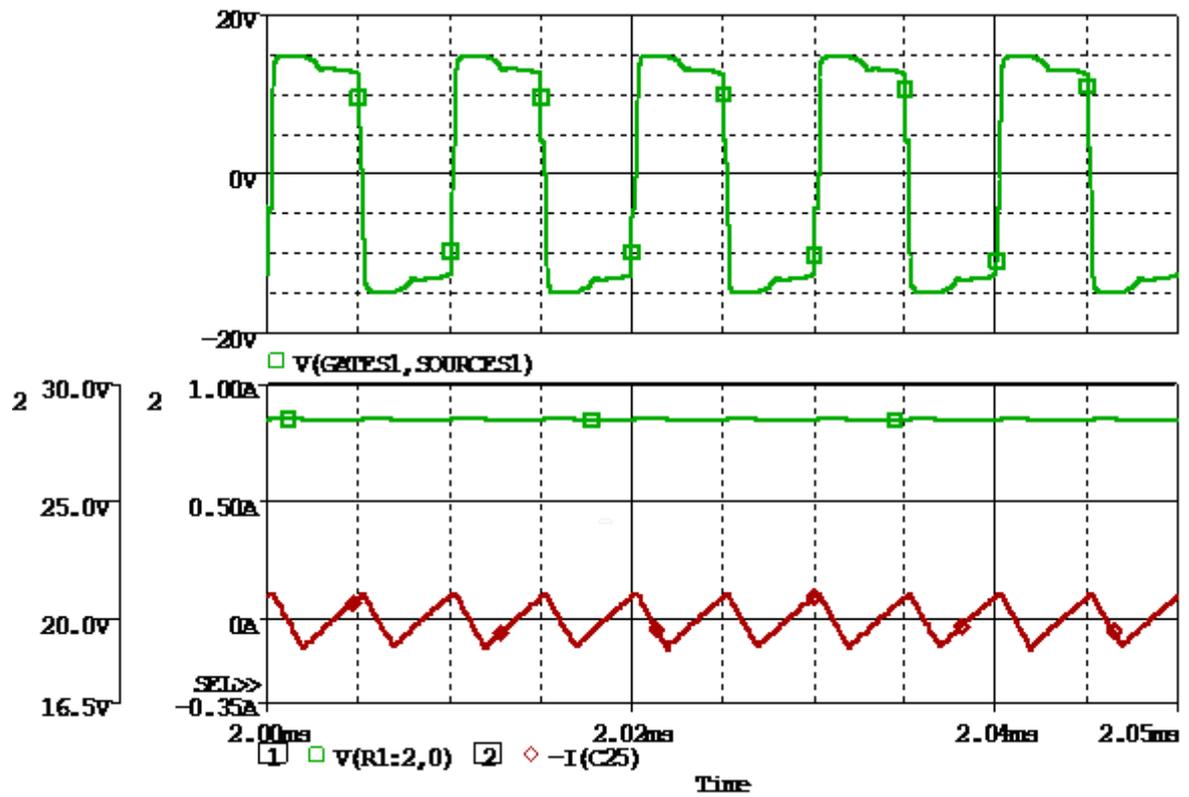
Figura 62 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de saída



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 63 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em um dos capacitores de saída. Percebe-se que a corrente eficaz no capacitor é de 190mA, visto que se tem 6 capacitores ligados em paralelo na saída. Além disso, conforme verificado anteriormente, percebe-se que a ondulação de tensão foi atendida.

Figura 63 - Formas de onda de tensão e corrente em um dos capacitores de saída



Fonte: produção do próprio autor

## 8 DEFINIÇÃO DO LAYOUT E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Para realizar o *layout* do conversor, utilizou-se o software Altium Designer Winter 2009. Através dele, montaram-se os esquemáticos e *layouts* de controle, comando e potência.

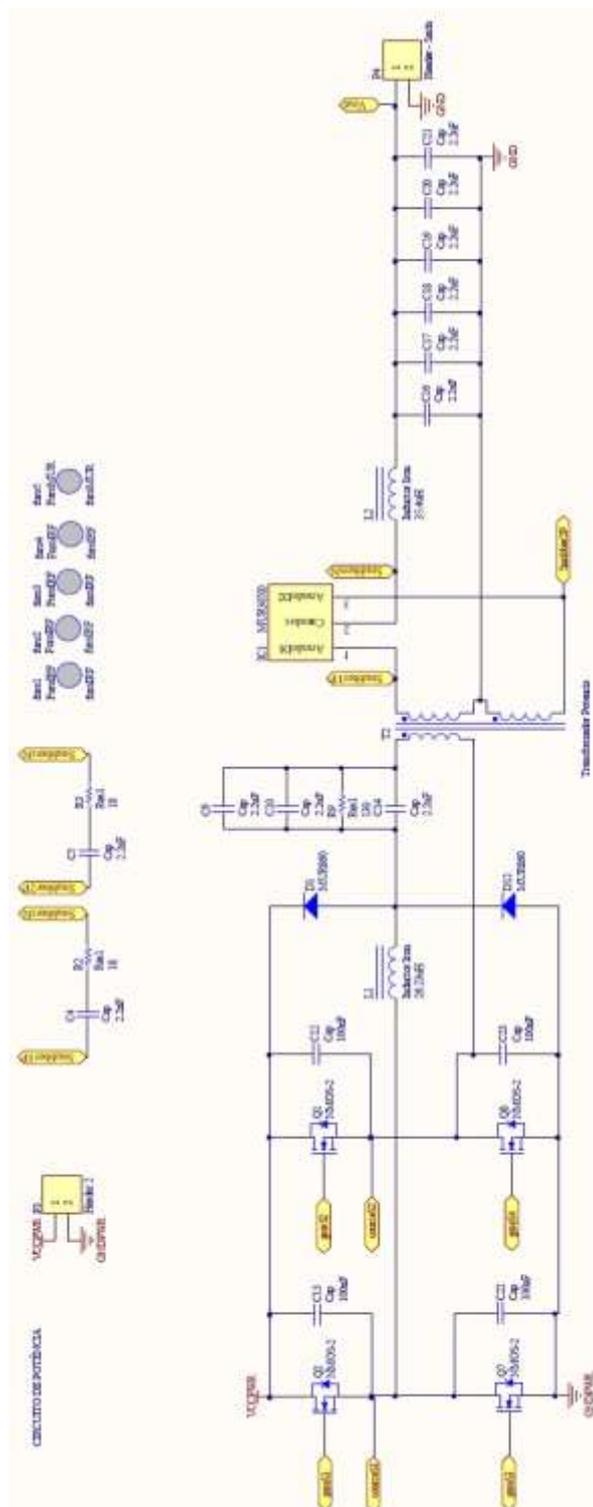
### 8.1 DESENHO DOS ESQUEMÁTICOS

Dividiu-se o projeto em três principais blocos, sendo eles “potência”, respectivo a parte do conversor a qual processa diretamente a energia, “comando”, respectivo à adequação do sinal provindo do controle para o acionamento dos interruptores de potência e finalmente o “controle”, responsável pela geração dos sinais posteriormente enviados ao comando e pela implementação da malha de tensão do conversor.

Optou-se também por realizar duas placas de circuito impresso separadas a fim de facilitar a implementação prática do conversor, uma delas contendo o circuito de controle e a outra contendo os circuitos de comando e potência.

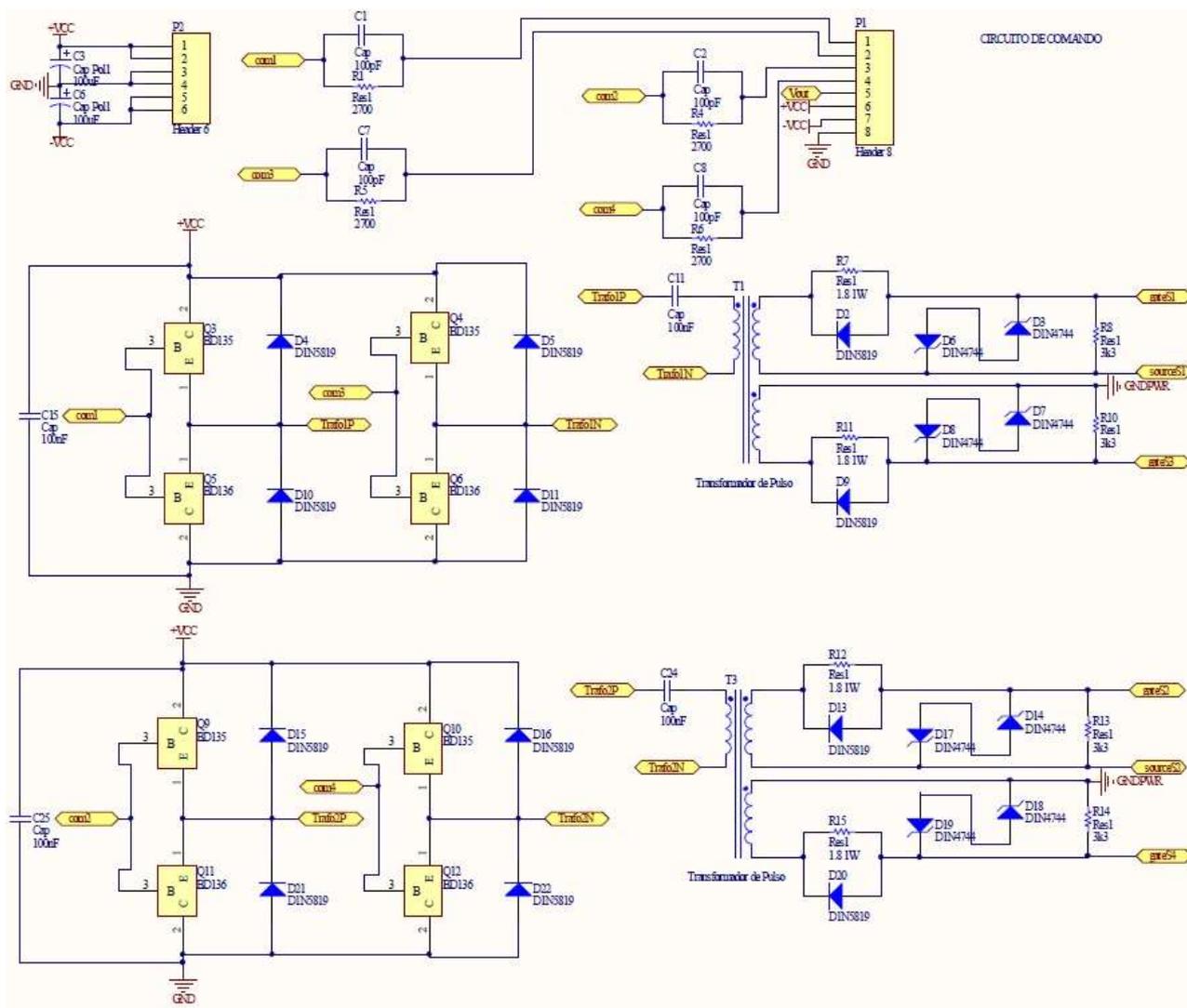
Os esquemáticos estão mostrados na Figura 64, Figura 65 e Figura 66.

Figura 64 - Esquemático da parte de potência



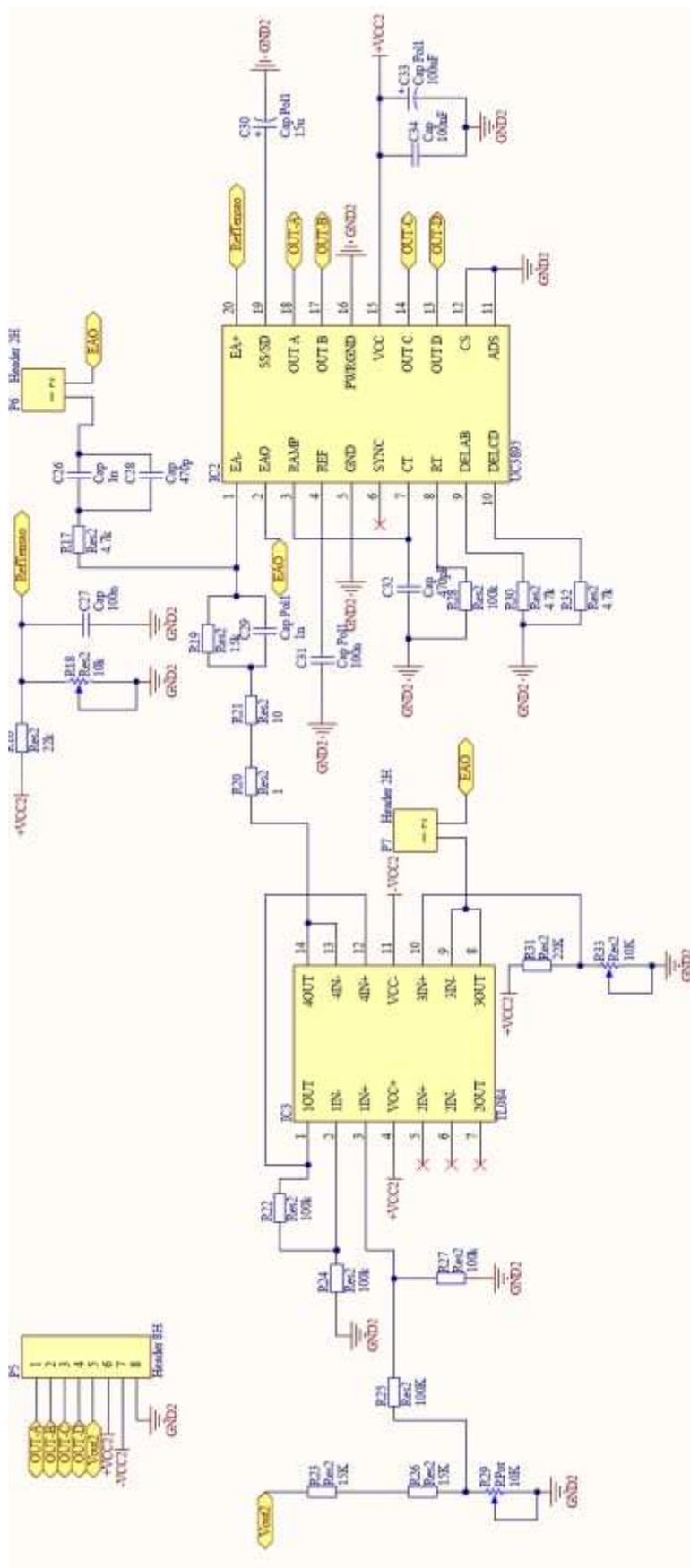
Fonte: produção do próprio autor

Figura 65 - Esquemático da parte de comando



Fonte: produção do próprio autor

Figura 66 - Esquemático da parte de controle



Fonte: produção do próprio autor

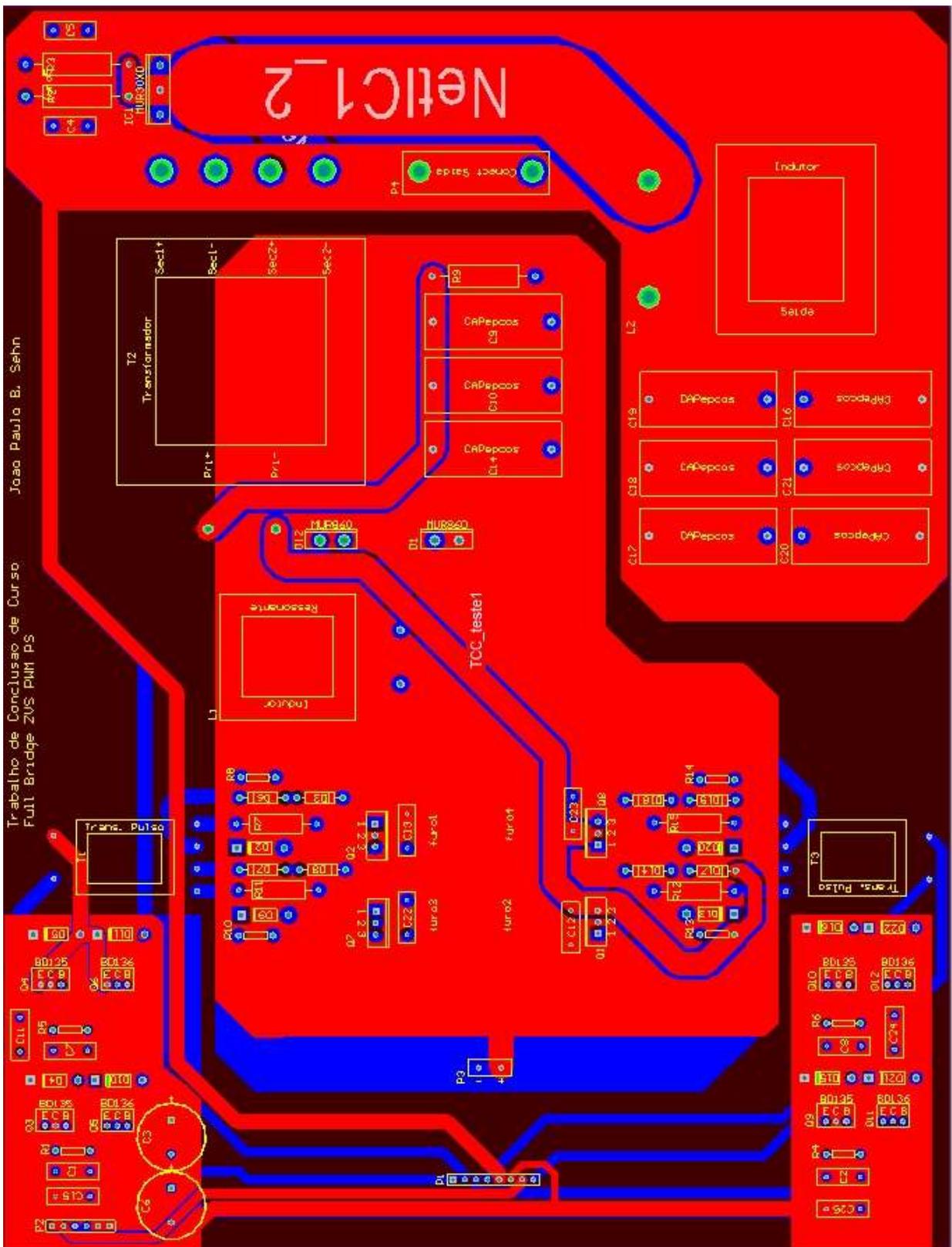
## 8.2 DESENHO DO *LAYOUT* DO CONVERSOR

O *layout* do conversor foi realizado considerando algumas orientações acerca de cuidados a serem tomados na confecção do circuito, sendo eles:

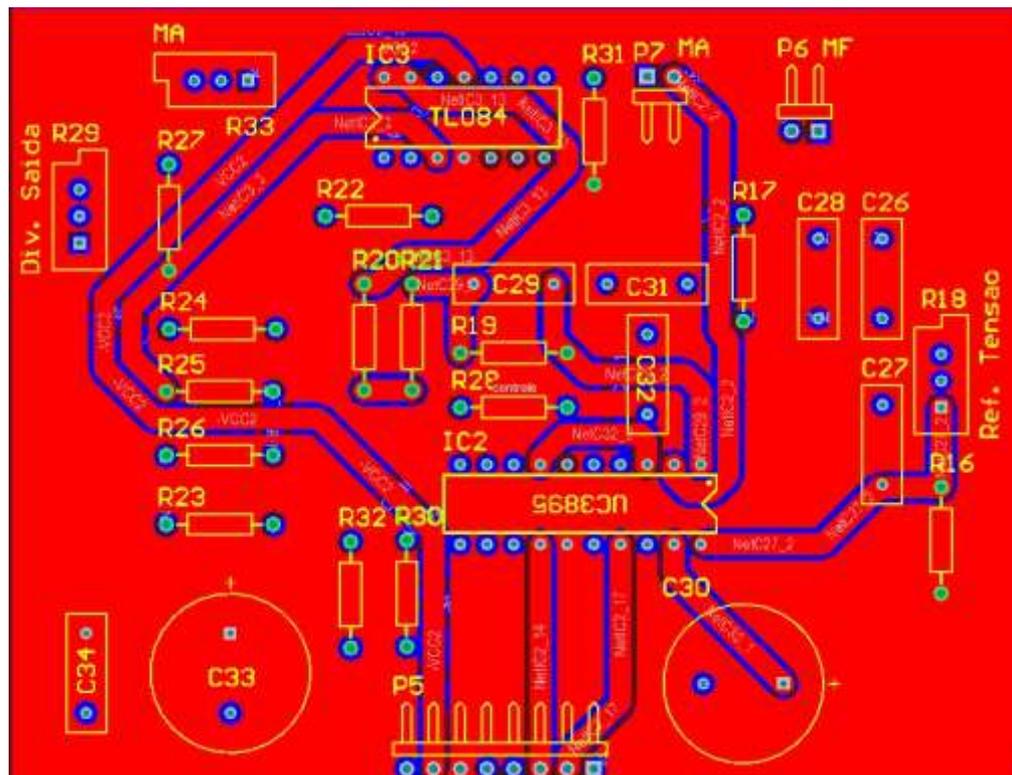
- Manter trilhas de sinais de controle distante de trilhas onde circulam sinais de potência.
- Uso de planos de referência na *layer* inferior da placa (azul no *layout*) e planos de tensão positiva na parte superior da placa (vermelho no *layout*), a fim de reduzir ruídos, principalmente nos circuitos de controle e comando das chaves.
- Os circuitos de comando necessitam ficar próximos das chaves respectivas.

Tais considerações são de fundamental importância para o bom funcionamento do conversor, principalmente em níveis de frequência elevados, onde interferências e ruídos se mostram relevantes.

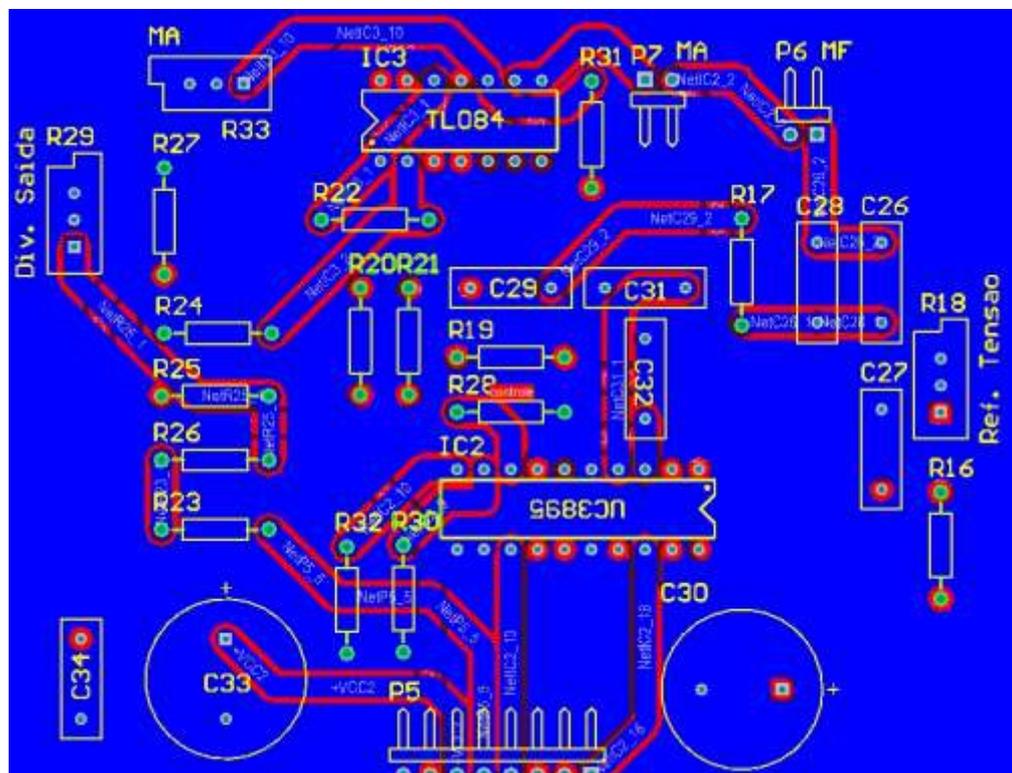
Figura 67 - Layout do circuito de comando e potência



Fonte: produção do próprio autor

Figura 68 - *Layout superior da placa de controle*

Fonte: produção do próprio autor

Figura 69 - *Layout da parte inferior da placa de controle*

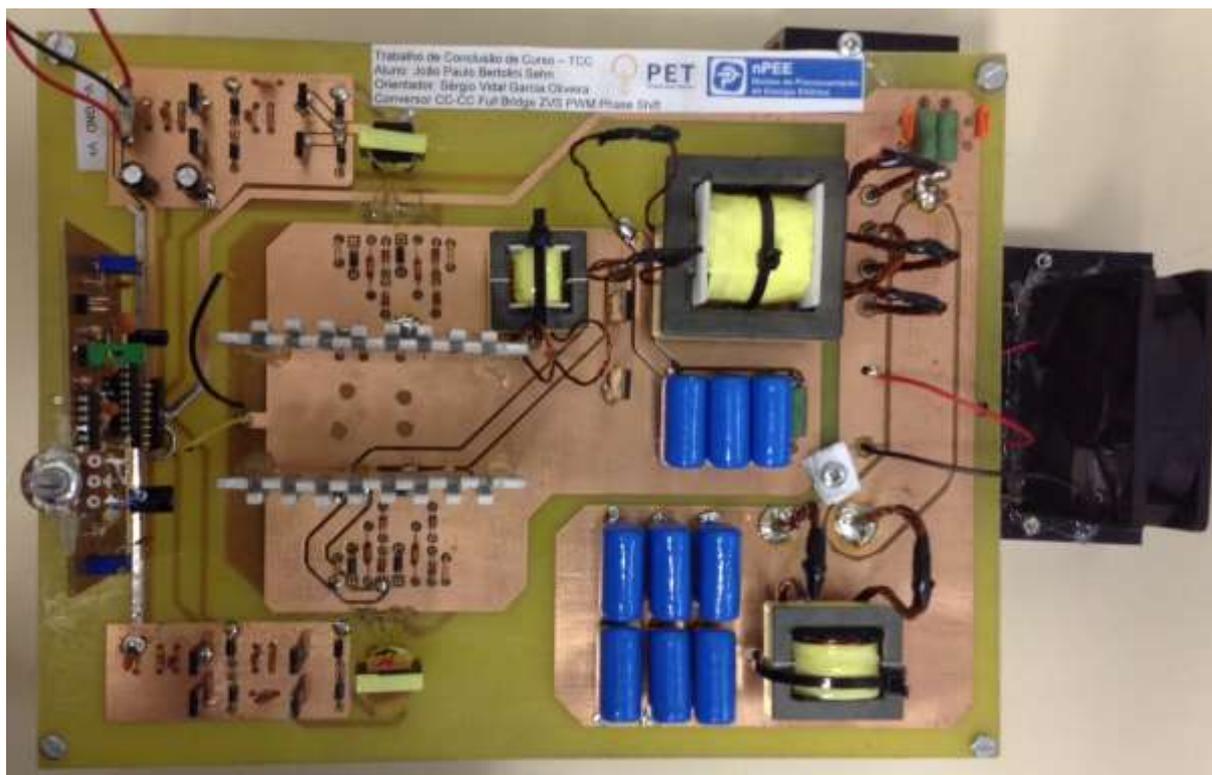
Fonte: produção do próprio autor

## 9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor implementado está apresentado nas Figura 70 e Figura 71. O diodo retificador de saída MUR3020 e seu respectivo dissipador foram colocados na parte inferior da placa a fim de proporcionar uma melhor refrigeração e adaptação mecânica. Além disso, mantiveram-se os cabos dos magnéticos a fim de facilitar a medição da corrente circulante por eles, compreendendo-se o incremento de elementos parasitas causados por tais cabos.

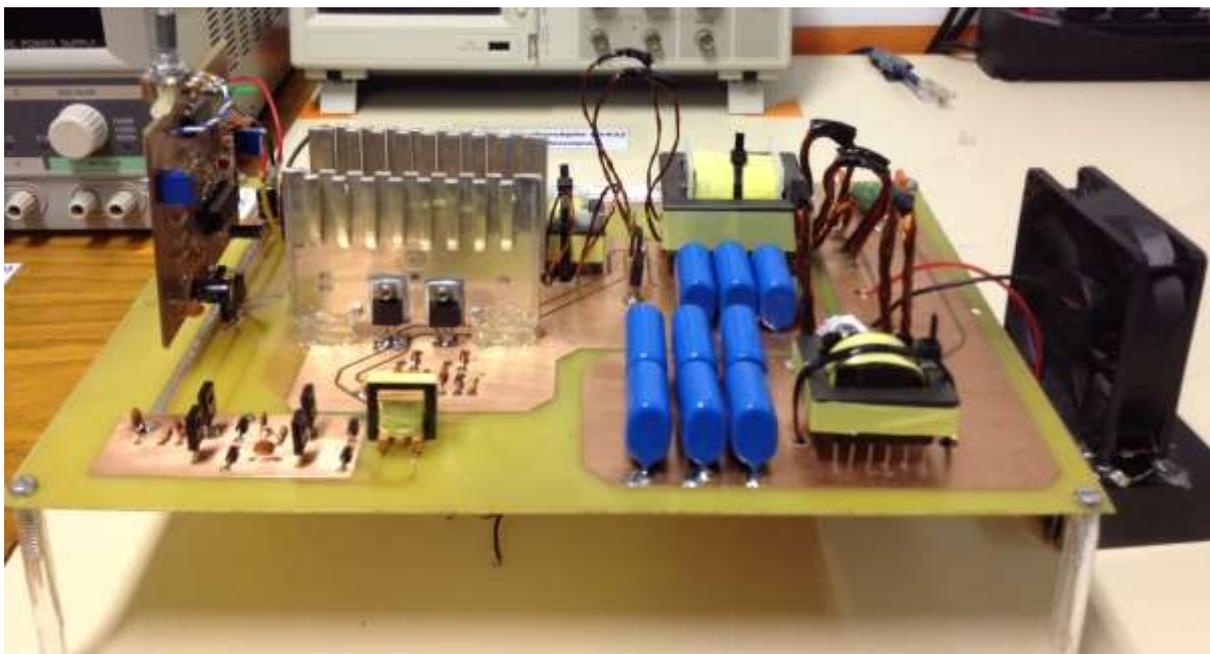
A fim de reduzir ruídos gerados pela alta frequência de chaveamento do conversor, utilizaram-se capacitores de filtro próximos aos pontos de chegada dos sinais, principalmente nos circuitos de controle, onde interferências eletromagnéticas se mostram mais relevantes e podem interferir no bom funcionamento do conversor.

Figura 70 - Vista superior do conversor



Fonte: produção do próprio autor

Figura 71 - Vista lateral do conversor



Fonte: produção do próprio autor

## 9.1 CIRCUITO DE ACIONAMENTO

Os sinais gerados através do CI UCC3895 estão apresentados nas Figura 72 e Figura 73. Percebe-se a complementariedade do chaveamento entre os braços do conversor, fundamental para a não ocorrência de curto circuito de braço, e, além disso, o tempo morto de 250ns, necessário para o funcionamento do chaveamento sob tensão nula e prevenção de falhas.

Figura 72 - Comando gerado pelo CI UCC3895 para as chaves S1 e S3



Fonte: produção do próprio autor

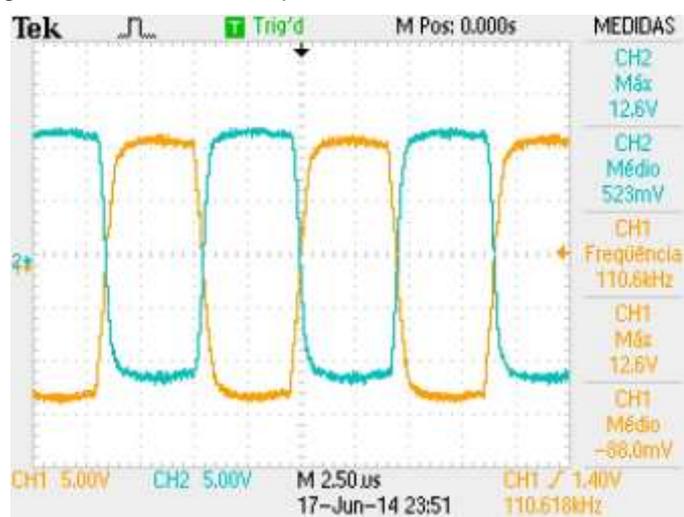
Figura 73 - Comando gerado pelo CI UCC3895 para as chaves S2 e S4



Fonte: produção do próprio autor

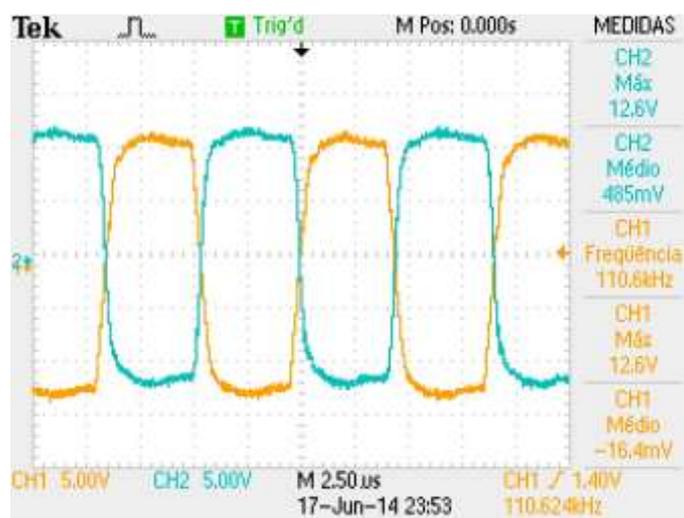
Nas Figura 74 e Figura 75 são apresentadas as formas de onda das tensões entre a porta e a fonte de cada um dos transistores de potência. Percebe-se uma pequena queda de tensão, proveniente do circuito de *driver*, a qual não prejudica a operação da chave e também um acréscimo no tempo de subida e descida da forma de onda de chaveamento.

Figura 74 - Tensão entra porta e fonte dos transistores S1 e S3



Fonte: produção do próprio autor

Figura 75 - Tensão entre porta e fonte dos transistores S2 e S4



Fonte: produção do próprio autor

## 9.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

Para a realização dos testes, variou-se a potência de saída gradativamente a fim de verificar a funcionalidade do conversor e os esforços de tensão nos componentes. Logo após, aplicou-se carga nominal a fim de verificar os esforços e corrente e o comportamento térmico do conversor.

Na Figura 76 são mostradas a tensão e a corrente sobre o indutor de filtro de saída. Na corrente sobre o indutor, verifica-se uma pequena ondulação de 2,2A, maior que a projetada, decorrente da pequena oscilação presente na tensão de barramento CC, por outro lado, seu valor médio corresponde ao projetado e verifica a operação do conversor para potência nominal de saída.

Figura 76 - Tensão e corrente sobre o indutor de filtro



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 77 é mostrada a forma de onda da tensão de saída. Devido a ruídos na saída do conversor não é possível verificar a variação de tensão na frequência de chaveamento, porém verifica-se que a tensão média de saída está de acordo com o projetado e simulado, assumindo valores próximos à 28,5V.

Figura 77 - Forma de onda de tensão de saída

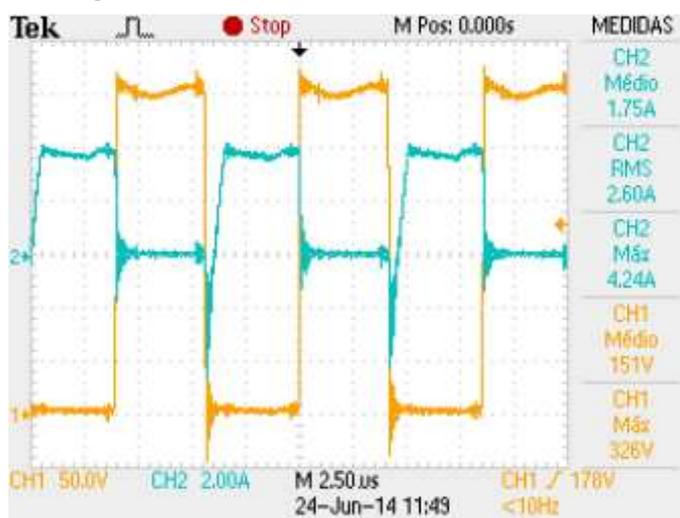


Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 78 estão mostradas as formas de onda de tensão e corrente na chave S3, no braço favorecido à operação do ZVS. Na forma de onda da tensão, verifica-se uma pequena ondulação proveniente do filtro de alta frequência de entrada e confirma-se a correta operação do transistor de potência. Para a forma de onda de corrente, percebe-se a operação do chaveamento sob tensão nula, visto que a corrente negativa corresponde à condução do diodo intrínseco ao transistor e, no momento que o MOSFET assume a corrente nominal no primário, sua tensão é próxima a zero.

A corrente eficaz e de pico se aproximaram dos valores encontrados via simulação, resultando em 2,60A eficazes e 4,24A de pico sobre a chave, onde, em simulação, encontraram-se os valores de 2,33A e 4,06A, respectivamente.

Figura 78 - Tensão e corrente sobre a chave S3

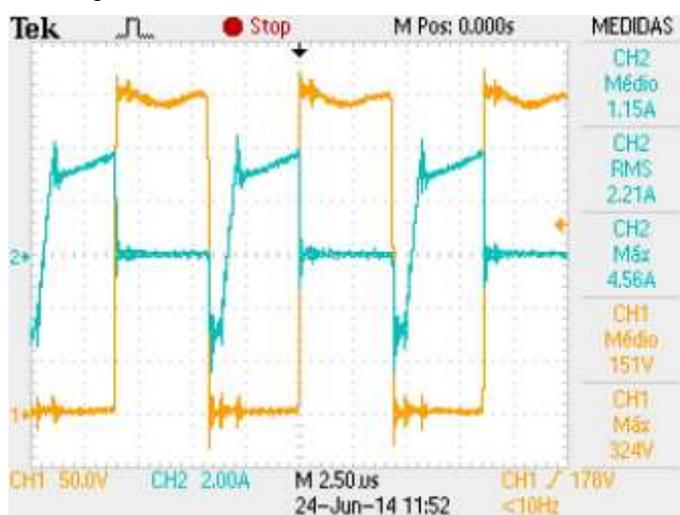


Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 79 estão mostradas as formas de onda de tensão e corrente sobre a chave S4, no braço onde o ZVS não ocorre de forma natural. Percebe-se, novamente, na forma de onda de tensão, a pequena oscilação provinda do filtro de entrada. Já, na forma de onda de corrente, verifica-se o chaveamento sob tensão nula, visto que no momento que o MOSFET assume a condução a tensão sobre a chave é próxima a zero.

A corrente eficaz se aproximou do valor encontrado via simulação, resultando em 2,21A eficazes comparado à 1,89A encontrado via simulação. Já a corrente de pico se mostrou levemente superior, atingindo 4,56A, onde, em simulação, encontrou-se o valor de 3,80A.

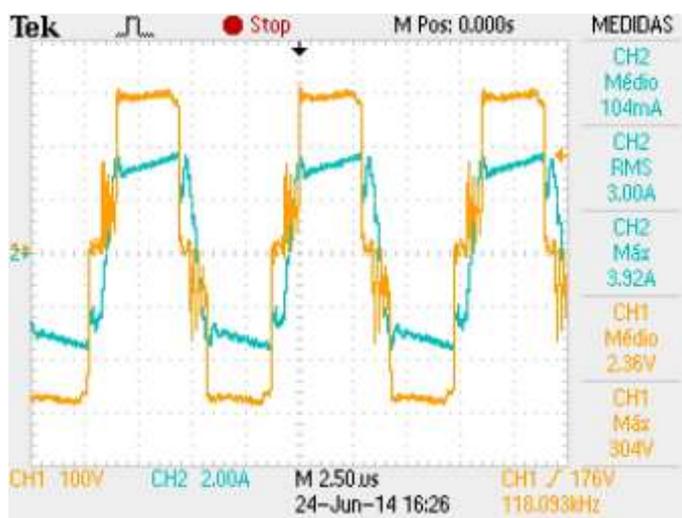
Figura 79 - Tensão e corrente sobre a chave S4



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 80 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente sobre o primário do transformador. Destacam-se as oscilações resultantes da troca ressonante de energia durante o chaveamento dos transistores. A corrente circulante no primário corresponde à corrente de saída refletida.

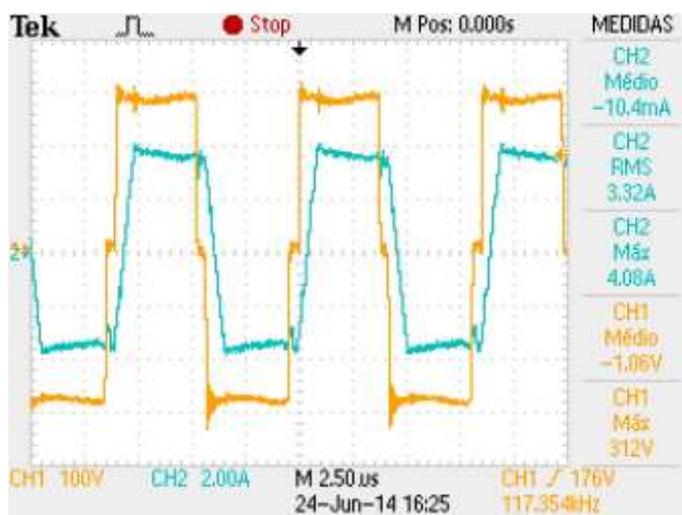
Figura 80 - Tensão e corrente sobre o primário do transformador



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 81 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no ponto AB do conversor. As formas de onda convergiram com as encontradas via simulação, destacando-se a razão cíclica, ajustada para aproximadamente 0,78, onde, via simulação, encontrou-se 0,786 para a mesma potência de saída.

Figura 81 - Tensão e corrente no ponto AB



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 82 estão mostradas as formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo retificador de saída. O segundo diodo presente na ponte possui formas de onda semelhantes. Os valores de corrente média, eficaz e de pico são 11A, 15,0A e 25,6A, respectivamente. Percebe-se que os mesmos estão levemente superiores àqueles encontrados via simulação, de 9,96A de corrente média, 13,53A eficazes e 22,9A de pico. Isso decorre do fato de que a carga utilizada drenou valores levemente superiores de corrente para a tensão nominal de saída, ou seja, estava levemente acima da carga nominal. Além disso, verifica-se que a tensão no diodo de saída não ultrapassa os 110V, validando o circuito de *snubber* implementado.

Figura 82 - Formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo retificador de saída



Fonte: produção do próprio autor

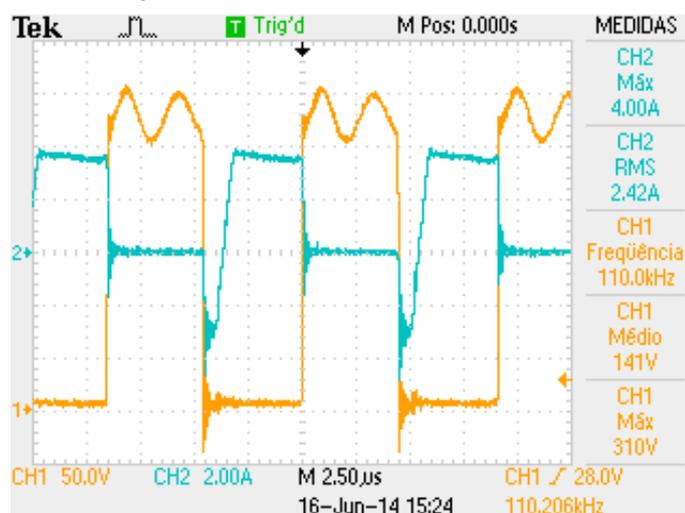
### 9.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O FILTRO DE ENTRADA

A fim de atenuar ruídos de alta frequência de entrada utilizou-se um capacitor na entrada do barramento CC próximo do conversor. Esse capacitor, em testes preliminares, apresentou ressonância com a indutância dos cabos os quais ligam a saída do retificador ao barramento CC do conversor.

Buscando a redução de tal ressonância, encurtaram-se os cabos de entrada e modificou-se a capacitância de filtro, reduzindo significativamente a oscilação da tensão de entrada.

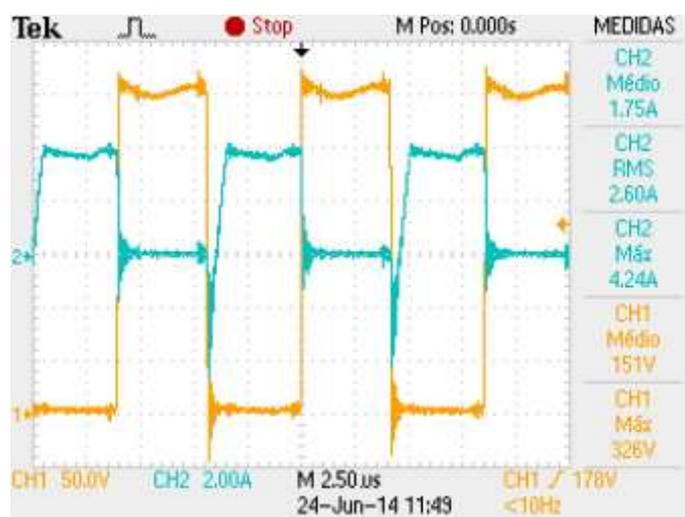
A fim de demonstrar as alterações das modificações realizadas, a Figura 83 ilustra a tensão e corrente na chave S3 em operação nominal sem as alterações. Já a Figura 84 ilustra as mesmas formas de onda após as modificações.

Figura 83 - Oscilação no barramento de entrada antes das modificações



Fonte: produção do próprio autor

Figura 84 - Oscilação no barramento de entrada após as modificações



Fonte: produção do próprio autor

#### 9.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONTROLE

A malha de controle do conversor se mostrou funcional, por outro lado, as ações de controle geraram rápidas variações na razão cíclica do conversor, ocasionando vibrações audíveis nos circuitos magnéticos. Além disso, os ruídos gerados pela alta frequência de chaveamento presentes nos circuitos de medição e controle também contribuíram para tais rápidas variações de razão cíclica e erros de leitura.

## 10 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados a análise, projeto e os resultados experimentais do conversor *Full Bridge PWM ZVS PS* aplicado no carregamento de um banco de baterias de baixa potência, tendo como fonte primária um barramento CC de 311V, obtendo-se na saída uma tensão fixa de 28,5V, com carga máxima de 20A.

Apresentaram-se, ao início do trabalho, as principais características de baterias comerciais utilizadas atualmente a fim de encontrar os aspectos fundamentais os quais um carregador deve possuir para que seja possível realizar o carregamento de uma maneira eficiente e que preserve as baterias, visto que o bom funcionamento do veículo elétrico é diretamente envolvido com a eficiência de seu banco de baterias que, por sua vez, é ligado ao sistema que realiza seu carregamento.

Levantaram-se, então, as possíveis topologias e foi proposta uma alternativa a qual possui dois estágios de conversão, sendo o primeiro deles uma topologia CA-CC *Bridgeless*, com correção do fator de potência, realizando-se apenas uma análise qualitativa do conversor a fim de ilustrar suas vantagens, desvantagens e princípios de funcionamento e, para o segundo estágio, uma topologia CC-CC *Full Bridge ZVS PWM PS*, a qual possui como principal característica o chaveamento sob tensão nula, que permite a operação com perdas de comutação reduzidas e redução de interferência eletromagnética, realizando-se a análise, projeto e experimentação de acordo com as especificações de um banco de baterias disponível para testes.

Expuseram-se, ao final, as principais formas de onda do conversor em regime permanente, comparando-as com os resultados encontrados via simulação, verificando o funcionamento adequando do conversor e comprovando o projeto realizado.

Salienta-se o uso de simuladores tais como OrCAD PSpice no projeto de conversores estáticos, visto que os resultados encontrados em tal simulador se mostraram muito próximos aos encontrados no protótipo final, reduzindo significativamente o tempo gasto em bancada, aumentando o acerto na construção do projeto e prevenindo possíveis erros. Deste modo, faz-se de fundamental

importância a realização de simulações próximas da realidade a fim de tornar a prática experimental como processo de confirmação da teoria.

Por fim, destaca-se que o projeto do conversor apresentado fez uso de diversos conhecimentos adquiridos durante a vivência do graduando dentro da academia, salientando a importância de trabalhos deste porte ao nível de graduação. Além disso, as dificuldades e desafios encontrados e superados desenvolvem a maturidade do graduando para com os desafios a serem ainda vencidos durante sua carreira profissional.

Como sugestões para a continuidade do trabalho em termos de futuras pesquisas, tem-se:

- Implementar e utilizar um conversor CA-CC com correção do fator de potência e dimensionado para suprir a carga máxima demandada pelo carregador;
- Desenvolver um sistema de supervisão o qual possa aplicar algoritmos de carga para diferentes tipos de bateria;
- Realizar melhorias no controle a fim de torná-lo mais lento e evitar vibrações do conversor, além de realizar um controle da corrente de carga;
- Realizar ensaios em bancos de baterias reais utilizados em carros elétricos;
- Realizar um estudo no que se refere à interferência eletromagnética, a fim de reduzi-la e proporcionar um melhor funcionamento do conversor;
- Realizar medições da eficiência do conjunto para diferentes níveis de carga.
- Melhorar o *layout* do circuito a fim de reduzir interferências eletromagnéticas, além de melhor distribuir os componentes, tornando o conversor mais compacto.
- Atentar para o comprimento de cabos e circuitos de medição, visto que as ressonâncias entre tais cabos e filtros de alta frequência se mostraram um problema no trabalho realizado.

## REFERÊNCIAS

- [1] LAFUENTE, César Orellana. **Carregador de baterias para aplicação em veículos elétricos**. Fortaleza, 2011.
- [2] BATTERY UNIVERSITY, **Educational Website**. [S.I.], 2014. Disponível em: <<http://batteryuniversity.com/>> Acesso em: 20 Jun. 2014
- [3] SILVA, Luciano. S. C. e; SEIXAS, Falcondes. J. M., MELO, Guilherme. A. **Conversor CA-CC com elevado fator de potência, sem ponte de diodos, utilizando o conversor boost entrelaçado**. São Paulo, 2010.
- [4] GOPINATH, M., RAMAREDDY, S. **Simulation of closed loop controlled bridgeless PFC boost converter**. [S. I.], 2009.
- [5] RAJAPPAN, Suja C., JOHN, Neetha. **An efficient bridgeless power factor correction boost converter**. [S. I.], 2012.
- [6] BELL, Bob. **Half-bridge topology finds applications in high density power converters**. [S. I.], 2006. Disponível em: <[http://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1273093](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1273093)> Acesso em: 20 ago. 2013.
- [7] KAZIMIERCZUK, Marian K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 1. ed. Ohio: Wiley, 2008.
- [8] YILMAZ, Murat, KREIN, Philip T. **Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles**. [S. I.], 2013.
- [9] ALVES, Anderson. **Estudo, projeto e implementação de unidades retificadoras de -48V/10A para telecomunicações utilizando circuitos de supervisão microcontrolados**. Florianópolis, 2002.
- [10] PAHLEVANINEZHAD, Majid, DAS, Pritam, DROBNIK, Josef, JAIN, Praveen K., BAKHSHAI, Alireza. **A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles**. [S. I.], 2012.
- [11] ZANATTA, Cleber. **Análise teórica e experimental do comportamento de grandes e pequenos sinais e desenvolvimento de um novo modelo dinâmico de pequenos sinais do conversor ZVS-PSM-FB**. Santa Maria, 2006.
- [12] BARVI, Ivo, SOUZA, Fabiana P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Edição dos autores. Florianópolis, 1999.
- [13] DENNIS, Mark. **A comparison between the BiCMOS UCC3895 Phase Shift controller and the UC3875**. [S. I.], 2000. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slva246/slva246.pdf>> Acesso em: 21 mai. 2014.
- [14] TEXAS INSTRUMENTS. **Data sheet: BiCMOS Advanced Phase-Shift PWM Controller UCC3895**. [S.I.], 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc3895.pdf>> Acesso em: 24 mai. 2014.

- [15] NOVAES, Y. R. de. **Exemplo de projeto de controlador – conversor Forward**. 2013. 22p. Notas de aula.
- [16] ST ELECTRONICS. **Data sheet: IRF740**. [S.l.], 1998. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet2/d/0j6qjdy97r1j3gwshsqhw2h4ek3y.pdf>> Acesso em: 25 mai. 2014.
- [17] MOTOROLA. **Data sheet: MUR3020**. [S.l.], 1998. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/motorola/MUR3020.pdf>> Acesso em: 25 mai. 2014.
- [18] MOTOROLA. **Data sheet: MUR860**. [S.l.], 1998. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/motorola/MUR840.pdf>> Acesso em: 25 mai. 2014.