

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIA DE ALTA  
TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR BOOST EM  
MEIA PONTE SEM DIODOS DE RETIFICAÇÃO**

VITOR ANDRADE GONTIJO DA CUNHA

Uberlândia  
2021

VITOR ANDRADE GONTIJO DA CUNHA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIA DE ALTA TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODOS DE RETIFICAÇÃO**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistema de energia elétrica.  
Orientador: Dr. Gustavo Brito de Lima.

Banca Examinadora:

Dr. Gustavo Brito de Lima (UFU)

Dr. Lucas Pereira Pires (UFTM)

Dr. Luciano Coutinho Gomes (UFU)

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CNPq, Brasil.

Uberlândia  
2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

C972p  
2021      Cunha, Vitor Andrade Gontijo da, 1994-  
            Projeto e implementação de um carregador de bateria de alta tensão  
            para veículos elétricos baseado no conversor boost em meia ponte sem  
            diodos de retificação [recurso eletrônico] / Vitor Andrade Gontijo da  
            Cunha. - 2021

            Orientador: Gustavo Brito de Lima.  
            Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia.  
            Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
            Modo de acesso: Internet.  
            Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2021.5538>  
            Inclui bibliografia.  
            Inclui ilustrações.

            1. Engenharia elétrica. I. Lima, Gustavo Brito de, 1996-, (Orient.).  
            II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em  
            Engenharia Elétrica. III. Título.

---

DU:621.3

Glória Aparecida  
Bibliotecária – CRB-6/2047

# DECLARAÇÃO DE AUTORIA PRÓPRIA

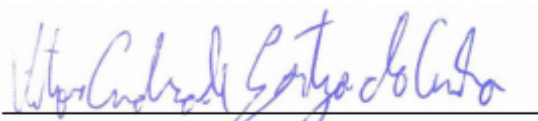
Eu, **VITOR ANDRADE GONTIJO DA CUNHA**, discente do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, regularmente matriculado sob o número **11822EEL013**, declaro que sou autor da dissertação de mestrado intitulada **PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIA DE ALTA TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODOS DE RETIFICAÇÃO**, desenvolvida durante o período de **01/08/2018** a **07/05/2021** sob a orientação do PROFESSOR GUSTAVO BRITO DE LIMA e COORIENTAÇÃO DO PROFESSOR LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS, ora submetida à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências, e que a mesma foi por mim elaborada e integralmente redigida, não tendo sido copiado ou extraído, seja parcial ou integralmente, de forma ilícita de nenhuma fonte além daquelas públicas consultadas e corretamente referenciadas ao longo do trabalho ou daquelas cujos dados resultaram de investigações empíricas por mim realizadas para fins de produção deste trabalho.

Assim, firmo a presente declaração, demonstrando minha plena consciência dos seus efeitos civis, penais e administrativos, e assumindo total responsabilidade caso se configure o crime de plágio ou violação aos direitos autorais.

Desta forma, na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Uberlândia a publicar, durante tempo indeterminado, o texto integral da obra acima citada, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação do programa de pós-graduação supracitado e ou da produção científica brasileira, a partir desta data.

Por ser verdade, firmo a presente.

Uberlândia, 07 de Abril de 2021.



**VITOR ANDRADE GONTIJO DA CUNHA**

VITOR ANDRADE GONTIJO DA CUNHA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIA DE ALTA  
TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR BOOST EM  
MEIA PONTE SEM DIODOS DE RETIFICAÇÃO**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

---

Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima

Orientador

---

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas

Coorientador

---

Prof. Dr. José Roberto Camacho.

Coordenador da Pós-Graduação

Uberlândia  
2021

## DEDICATÓRIA

*Aos meus pais Celso e Ana Lupe,  
aos meus irmãos Jordana, Beatriz e Henrique,  
a todo restante da minha família e amigos.*

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer ao meu bom Deus por ter chegado até aqui e por ele sempre ter sido tão bom para mim e me proporcionar uma vida tão abençoada. Mesmo não sendo o melhor de seus filhos, faltando com minhas preces e meu compromisso semanal com ele, por diversas vezes, sinto que ele nunca deixou de estar ao meu lado e sempre iluminou e abençoou a mim e a minha família, para que tivéssemos a vida maravilhosa e privilegiada que sempre tivemos.

Em segundo lugar, gostaria de agradecer aos meus pais Celso e Ana Lupe, os meus dois únicos ídolos e heróis reais, os quais tenho profunda admiração e devoção. Muitos sonham em conhecer seus heróis e nunca conseguem, pois estes podem ser cantores, atores, intelectuais ou até mesmo políticos. Mas neste caso, posso dizer que sou um privilegiado, pois as únicas pessoas que significaram tanto assim para mim, sempre estiveram ao meu lado.

Também não poderia deixar de agradecer aos meus queridos irmãos Beatriz, Henrique e Jordana que sempre estiveram ao meu lado e sempre me ajudaram quando eu mais precisei, além de todo o carinho companheirismo que eles sempre me proporcionaram. Em especial gostaria de agradecer a minha querida irmã Jordana que, mesmo não estando mais entre nós em vida, sempre senti que estivera perto de mim e da minha família, iluminando nossos passos e nos acalentando nos momentos mais difíceis.

Gostaria de agradecer a todos os meus colegas de laboratório, que sempre me ajudaram e foram ótimos companheiros ao longo desta jornada. Em especial, não poderia deixar de citar o meu grande amigo Antônio Costa Neto, alguém de uma competência e sabedoria impar e que sempre esteve ao meu lado para me ajudar, orientar e que me tolerou por tanto tempo, mesmo nos momentos mais difíceis do mestrado. Meu grande companheiro de bancada.

Por fim, mais não menos importante, gostaria de agradecer ao laboratório NUPEP a UFU e todos os seus colaboradores, bem como ao professor João Batista Vieira Junior e a CNPq pelo apoio financeiro concedido através do processo CNPq 304489/2017-4 por terem me proporcionado a oportunidade de desenvolver esta pesquisa e realizar este estudo que é e sempre será motivo de imenso orgulho para mim.

*“A ciência é, portanto, uma perversão a si mesma,  
a menos que tenha como fim último, melhorar a  
humanidade”*

*(Nikola Tesla)*



## RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo, propor um conversor CA-CC atuando como carregador de bateria para veículos híbridos ou elétricos baseado na topologia Boost em meia ponte sem diodos de retificação. Tal conversor apresenta como principais características o fato de não possuir ponte retificadora, ser de estágio único, possuir isolamento galvânico, permitir a regulação de fator de potência na entrada, promover a comutação por tensão zero para cada uma de suas chaves através da modulação por largura de pulsos assíncrona (A-PWM), além de possuir um número reduzido de semicondutores. Ademais, todo o estudo e análise acerca da estrutura de potência e do controle implementada, bem como os resultados experimentais preliminares que reforçam o que foi proposto na teoria, serão apresentados ao longo deste trabalho.

Palavras chaves: Carregador de Bateria, Comutação por tensão zero, Conversor Boost em Meia Ponte sem Diodo de Retificação, Controle por corrente média, Pré-regulador de Fator de Potência.

## **ABSTRACT**

The present work is to propose an AC-DC converter as a battery charger for hybrid or electric vehicles based on the Boost Half Bridge (BHB) topology. Such a converter has as its main characteristics Bridgeless, it is a single stage, it has galvanic isolation, it allows to correct the power factor at the input of the converter, to promote zero voltage switching for each of its switches through the asynchronous pulse width modulation (A-PWM), in addition to having a reduced number of semiconductors. Furthermore, the entire study and analysis of the implemented power and control structure, as well as the preliminary experimental results that reinforce what was proposed in the theory, will be presented throughout this work.

Keywords: Average Current Control, Battery Charger, Boost Half Bridge Converter, Bridgeless, Power Factor Correction, Zero Voltage Switching.

## Lista de Figuras

FIGURA 2.1 - EVOLUÇÃO DAS BATERIAS PRIMÁRIAS E SECUNDARIAS AO LONGO DOS ANOS....	26
FIGURA 2.2 - CARGA E DA DESCARGA DA BATERIA DE CHUMBO ÁCIDO.....	27
FIGURA 2.3 - CARGA E DESCARGA DA BATERIA DE ION-LÍTIO. ....	30
FIGURA 2.4 - ESTRATÉGIA DE CARREGAMENTO DA BATERIA DE ION-LÍTIO CC/CV. ....	31
FIGURA 2.5 - CONVERSOR CA - CC BOOST .....	35
FIGURA 2.6 - CONVERSOR CA - CC BOOST INTERLEAVED. ....	35
FIGURA 2.7 - CONVERSOR CA - CC BOOST SEM DIODO DE RETIFICAÇÃO .....	36
FIGURA 2.8 - CONVERSOR CA - CC BOOST SEM DIODO DE RETIFICAÇÃO INTERLEAVED. ....	37
FIGURA 2.9 - CONVERSOR CC - CC EM PONTE COMPLETA COM DESLOCAMENTO DE FASE E COMUTAÇÃO POR TENSÃO ZERO. ....	38
FIGURA 2.10 - CONVERSOR CC - CC EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO POR TENSÃO ZERO E FILTRO CAPACITIVO .....	39
FIGURA 2.11 - CONVERSOR CC - CC EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO POR TENSÃO ZERO E FILTRO CAPACITIVO INTERLEAVED. ....	39
FIGURA 2.12 - CONVERSOR CC - CC PONTE COMPLETA LLC RESSONANTE. ....	40
FIGURA 2.13 - CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE CC - CA E CC - CC.....	41
FIGURA 2.14 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO CONVERSOR CC - CC SÉRIE RESSONANTE. ....	42
FIGURA 2.15 - GANHO DO CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA.....	44
FIGURA 2.16 - CONVERSOR PARALELO RESSONANTE CC - CA E CC - CC.....	44
FIGURA 2.17 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO CONVERSOR CC - CC PARALELO RESSONANTE. ....	45
FIGURA 2.18 - GANHO DO CONVERSOR PARALELO RESSONANTE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA	46
FIGURA 3.1 - CONVERSOR CA - CC BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODO DE RETIFICAÇÃO .....	47
FIGURA 3.2 - CIRCUITO DA PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_0 - T_1$ ) SEMICICLO POSITIVO. ....	50
FIGURA 3.3 - CIRCUITO DA SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_1 - T_2$ ) SEMICICLO POSITIVO. ....	51
FIGURA 3.4 - CIRCUITO DA TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_2 - T_3$ ) SEMICICLO POSITIVO.....	52
FIGURA 3.5 - CIRCUITO DA QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_3 - T_4$ ) SEMICICLO POSITIVO.....	53
FIGURA 3.6 - CIRCUITO DA QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_4 - T_5$ ) SEMICICLO POSITIVO .....	54
FIGURA 3.7 - CIRCUITO DA SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_5 - T_6$ ) SEMICICLO POSITIVO.....	55
FIGURA 3.8 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA TEÓRICA DO CONVERSOR.....	56
FIGURA 3.9 - CIRCUITO DA PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_0 - T_1$ ) SEMICICLO NEGATIVO. ....	57
FIGURA 3.10 - CIRCUITO DA SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_1 - T_2$ ) SEMICICLO NEGATIVO. .	58

FIGURA 3.11 - CIRCUITO DA TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_2 - T_3$ ) SEMICICLO NEGATIVO..	59
FIGURA 3.12 - CIRCUITO DA QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_3 - T_4$ ) SEMICICLO NEGATIVO....	60
FIGURA 3.13 - CIRCUITO DA QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_4 - T_5$ ) SEMICICLO NEGATIVO.....	61
FIGURA 3.14 - CIRCUITO DA SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO ( $T_5 - T_6$ ) SEMICICLO NEGATIVO.....	62
FIGURA 3.15 - CONCEITO ILUSTRATIVO DO NÚCLEO TOROIDAL E SUAS DIMENSÕES.....	69
FIGURA 4.1 - CORRENTE DE ENTRADA DE UM CONVERSOR COM CONTROLE PFC.....	81
FIGURA 4.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.....	82
FIGURA 4.3 - LÓGICA DE CONTROLE IMPLEMENTADA.....	83
FIGURA 4.4 - REPOSTA DA MALHA DE CORRENTE DE ENTRADA POR RAZÃO CÍCLICA APÓS COMPENSAÇÃO .....	85
FIGURA 4.5 - DIAGRAMA DE BODE DA MALHA DE CORRENTE DE ENTRADA POR RAZÃO CÍCLICA APÓS COMPENSAÇÃO .....	86
FIGURA 4.6 - REPOSTA DA MALHA TENSÃO DE SAÍDA POR CORRENTE DE ENTRADA APÓS COMPENSAÇÃO .....	86
FIGURA 4.7 - DIAGRAMA DE BODE DA MALHA TENSÃO DE SAÍDA POR CORRENTE DE ENTRADA APÓS COMPENSAÇÃO .....	87
FIGURA 4.8 - REPOSTA DA MALHA CORRENTE DE SAÍDA POR CORRENTE DE ENTRADA APÓS COMPENSAÇÃO .....	87
FIGURA 4.9- DIAGRAMA DE BODE DA MALHA CORRENTE DE SAÍDA POR CORRENTE DE ENTRADA APÓS COMPENSAÇÃO .....	88
FIGURA 5.1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR PROPOSTO (CARGA RESISTIVA).....	90
FIGURA 5.2 - CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR PROPOSTO (BATERIA).....	91
FIGURA 5.3 - CIRCUITO DE CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO.....	91
FIGURA 5.4 - TENSÃO E CORRENTE (MULTIPLICADA POR 8) NA CHAVE $S_1$ (CARGA RESISTIVA). .....	92
FIGURA 5.5 - TENSÃO E CORRENTE (MULTIPLICADA POR 8) NA CHAVE $S_1$ (BATERIA).....	92
FIGURA 5.6 - TENSÃO E CORRENTE (MULTIPLICADA POR 8) NA CHAVE $S_2$ (CARGA RESISTIVA). .....	93
FIGURA 5.7 - TENSÃO E CORRENTE (MULTIPLICADA POR 8) NA CHAVE $S_2$ (BATERIA).....	93
FIGURA 5.8 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR (CARGA RESISTIVA). ....	94
FIGURA 5.9 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR (BATERIA) .....	94
FIGURA 5.10 - TENSÃO DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR PROPOSTO (CARGA RESISTIVA)	95

FIGURA 5.11 - TENSÃO DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR PROPOSTO (BATERIA).....	95
FIGURA 5.12 - CURVA DE DESCARGA E PARÂMETROS DA BATERIA .....	96
FIGURA 5.13 - CORRENTE DE CARGA DA BATERIA.....	96
FIGURA 5.14 - TENSÃO DE CARGA DA BATERIA .....	97
FIGURA 5.15 - TENSÃO DE CARGA DA BATERIA, APÓS O FILTRO .....	97
FIGURA 5.16 - CORRENTE DE CARGA DA BATERIA, APÓS O FILTRO.....	98
FIGURA 5.17 - PROTÓTIPO DO CONVERSOR BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODO DE RETIFICAÇÃO .....	100
FIGURA 5.18 - PLACA DO CIRCUITO DE GATILHO DUPLO SKHI 20OP DA SEMIKRON.....	100
FIGURA 5.19 - FONTE PARA GATE DRIVER SKHI PS2 DA SEMIKRON.....	101
FIGURA 5.20 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DOS SINAIS DIGITAIS.....	101
FIGURA 5.21 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DOS SINAIS ANALÓGICOS .....	102
FIGURA 5.22 - TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE DE ENTRADA PARA 100W. ....	103
FIGURA 5.23 - COMPONENTES HARMÔNICAS DA CORRENTE PARA 100W. ....	103
FIGURA 5.24 - COMPARAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE COM A NORMA PARA 100W..	104
FIGURA 5.25 - CORRENTE DE ENTRADA NA SIMULAÇÃO PARA 100 W.....	104
FIGURA 5.26 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 PARA 100 W .....	105
FIGURA 5.27 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 PARA 100 W .....	105
FIGURA 5.28 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 NA SIMULAÇÃO, PARA 100 W .....	106
FIGURA 5.29 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 NA SIMULAÇÃO, PARA 100 W .....	106
FIGURA 5.30 - TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE DE ENTRADA PARA 150 W.....	107
FIGURA 5.31 - COMPONENTES HARMÔNICAS DA CORRENTE PARA 150W .....	107
FIGURA 5.32 - COMPARAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE COM A NORMA PARA 150 W ..	108
FIGURA 5.33 - CORRENTE DE ENTRADA NA SIMULAÇÃO PARA 150 W.....	108
FIGURA 5.34 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 PARA 150 W .....	109
FIGURA 5.35 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 PARA 150 W .....	109
FIGURA 5.36 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 NA SIMULAÇÃO, PARA 150 W .....	110
FIGURA 5.37 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 NA SIMULAÇÃO, PARA 150 W .....	110

FIGURA 5.38 - TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE DE ENTRADA PARA 225 W .....	111
FIGURA 5.39 - COMPONENTES HARMÔNICAS DA CORRENTE PARA 225 W .....	111
FIGURA 5.40 - COMPARAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE COM A NORMA PARA 225W ...	112
FIGURA 5.41 - CORRENTE DE ENTRADA NA SIMULAÇÃO PARA 225 W .....	112
FIGURA 5.42 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 PARA 225 W .....	113
FIGURA 5.43 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 PARA 225 W .....	113
FIGURA 5.44 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 NA SIMULAÇÃO, PARA 225 W .....	114
FIGURA 5.45 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 NA SIMULAÇÃO, PARA 225 W .....	114
FIGURA 5.46 - TENSÃO DE ENTRADA E CORRENTE DE ENTRADA PARA 450 W.....	115
FIGURA 5.47 - CORRENTE DE ENTRADA NA SIMULAÇÃO PARA 450 W.....	115
FIGURA 5.48 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 PARA 450 W .....	116
FIGURA 5.49 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 PARA 450 W .....	116
FIGURA 5.50 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 2 NA SIMULAÇÃO, PARA 450 W .....	117
FIGURA 5.51 - TENSÃO E PULSO DE ACIONAMENTO DA CHAVE 1 NA SIMULAÇÃO, PARA 450 W .....	117

## LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - NÍVEIS DE SISTEMAS DE CARREGADORES CA DE BATERIAS VEÍCULARES .....	33
TABELA 2.2 - NÍVEIS DE SISTEMAS DE CARREGADORES CC DE BATERIAS VEÍCULARES .....	33
TABELA 5.1 - PARÂMETROS DO PROJETO .....	90
TABELA 5.2 - ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR .....	99
TABELA 5.3 - DADOS EXTRAÍDOS APÓS A REALIZAÇÃO DOS ENSAIOS PRÁTICOS .....	118

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

AC	Corrente Alternada
$A_{cu}$	Area do condutor de cobre em centímetros quadrados
$A_{cup}$	Área do total do condutor no enrolamento primário em centímetros quadrados
$A_{cus}$	Área do total do condutor no enrolamento secundário em centímetros quadrados
$A_{cuTp}$	Area total calculada do enrolamento no primário em centímetros quadrados
$A_{cuTs}$	Area total do enrolamento no secundário em centímetros quadrados
$A_{espiras}$	Area total ocupada pelas espiras em centímetros quadrado
$A_l$	Relação do número de espiras por indutância do indutor em Henry por espiras
$A_{Lm}$	Relação do número de espiras por indutância magnetizante do transformador em Henry por espiras
$A_n$	Área superficial do núcleo em centímetros quadrados
$A_{Skin}$	Area do condutor permitida levando em consideração o efeito Skin em centímetros quadrados
$A_{Tespiras}$	Area total de todas as espiras do transformador em centímetros quadrados
AWG	Variável relacionada ao diâmetro da bitola de um condutor
B26	Tipo de núcleo Sendust
C	Átomo de Carbono
$C_1$	Capacitor do barramento CC 1
$C_2$	Capacitor do barramento CC 2
CC	Corrente Constante
Cd	Átomo de Cádmio
$C_{eq}$	Capacitância equivalente formada pela associação em série de dois capacitores em faraday
Co	Átomo de Cobalto
$C_o$	Capacitor de saída
$C_r$	Capacitor Ressonante
$C_{s1}$	Capacitor de amortecimento da Chave $S_1$
$C_{s2}$	Capacitor de amortecimento da Chave $S_2$
CV	Tensão Constante



D	Diâmetro maior do núcleo toroidal em milímetro
d	Diâmetro menor do núcleo toroidal em milímetro
D <sub>1</sub>	Diodo de entrada 1
D <sub>2</sub>	Diodo de entrada 2
D <sub>3</sub>	Primeiro diodo da ponte retificadora de saída
D <sub>4</sub>	Segundo diodo da ponte retificadora de saída
D <sub>5</sub>	Terceiro diodo da ponte retificadora de saída
D <sub>6</sub>	Quarto diodo da ponte retificadora de saída
DHT	Distorção harmônica total
DC	Corrente Contínua
d <sub>cu</sub>	Diâmetro do condutor de cobre em centímetros
d <sub>max</sub>	Diâmetro máximo do condutor do elemento magnético
D <sub>med</sub>	Valor médio da razão cíclica
D <sub>nt</sub>	Densidade do núcleo do transformador em quilos por centímetro cúbico
e	Elétron
EMI	Interferência eletromagnética
F	Átomo de Flúor/Unidade física de capacitância Faraday
f	frequência da forma de onda da corrente no elemento magnético em Hertz
F	Unidade física relacionada a capacitância Faraday
FHA	Análise por primeira harmônica
f <sub>s</sub>	Frequência de chaveamento em Hertz
F <sub>u</sub>	Fator de utilização do núcleo
H	Átomo de Hidrogênio
H	Unidade física relacionada a indutância Henry
H/esp <sup>2</sup>	Unidade física de indutância por espiras ao quadrado
H <sub>2</sub> O	Molécula de Água
H <sub>2</sub> SO <sub>4</sub>	Molécula de Ácido sulfúrico
H <sub>n</sub>	Altura do Núcleo toroidal em milímetro
H <sub>s</sub> (s)	Função de transferência de um conversor Ressonante
I	Corrente de saída constante do conversor ressonante em amperes
I <sub>g</sub>	Corrente de entrada do conversor ressonante em amperes
IGBT	Chave de potência transistor bipolar de <i>gate</i> isolado

$I_{in}$	Corrente de entrada do conversor em Amperes
$I_{irms}$	Valor eficaz da corrente de entrada em amperes
$I_{max}$	Valor de pico da Corrente que passa pelas chaves em amperes
$I_p$	Valor eficaz da corrente no enrolamento do primário em amperes
$I_{R1}$	Valor de pico da corrente do circuito ressonante em amperes
$i_{R1}(t)$	Corrente do circuito ressonante
$I_s$	Valor eficaz da corrente no enrolamento do secundário em amperes
$I_{s1}$	Valor de pico da corrente do circuito ressonante em amperes
$J_{máx}$	Densidade máxima de corrente em amperes por centímetro quadrado
$K_{fe}$	Constante relacionada a perda no núcleo de um elemento magnético
KOH	Molécula de hidróxido de Potássio
L	Indutância em Henry
LC	Filtro passivo composto de um indutor e um capacitor
$I_{cu}$	Valor eficaz da corrente que irá passar pelo condutor de cobre em Amperes
$l_{cup}$	Comprimento total das espiras do enrolamento no primário em metros
$L_d$	Indutância de dispersão equivalente
$L_{deq}$	Indutor equivalente
Li	Átomo de Lítio
$LiCoO_2$	Molécula de oxido de lítio cobalto
$LiMn_2O_2$	Molécula de oxido de lítio manganês
$L_{in}$	Indutor de entrada
$LiPF_6$	Molécula de hexafluoreto de lítio
LLC	Circuito ressonante composto por dois indutores e um capacitor
$L_m$	Indutância magnetizante do transformador em Henrys
$L_o$	Indutor de saída
Mn	Átomo de manganês
N	Número de espiras
$N_{cp}$	Número de condutores em paralelo calculado
$N_{cpe}$	Numero de condutores em paralelo efetivo
$N_{cpp}$	Número de condutores em paralelo no enrolamento primário
$N_{cps}$	Número de condutores em paralelo no enrolamento secundário
Ni	Átomo de Níquel

$N_i$	Número de espiras do indutor
$Ni(OH)_2$	Molécula de hidróxido de Níquel
$N_p$	Número de espiras no enrolamento primário do transformador
$N_s$	Número de espiras no enrolamento secundário do transformador
NUPEP	Núcleo de pesquisa em Eletrônica de Potência
O	Átomo de Oxigênio
P	Átomo de Fosforo
Pb	Átomo de chumbo
PbO2	Molécula de óxido de chumbo
$P_{cu}$	Potência total dissipada por um condutor de cobre em Watts
$P_{cup}$	Potência total dissipada pelo condutor no primário em Watts
$P_{cus}$	Potência total dissipada pelo condutor no secundário em Watts
PFC	Regulação do fator de potência
PI	Controlador Proporcional Integral
$P_n$	Potência dissipada no núcleo do elemento magnético
$P_o$	Potência de saída do conversor em watts
$P_T$	Potência total dissipada no elemento magnético
PWM	Modulação por largura de Pulso
$Q_e$	Fator de qualidade do circuito tanque de um conversor ressonante
$R_{cu}$	Resistência elétrica total de um condutor em Ohms
$R_{cup}$	Resistência total do condutor do enrolamento primário em Ohms
$R_{cus}$	Resistência total do condutor do enrolamento secundário em Ohms
$R_e$	Resistência equivalente do conversor ressonante em ohms
$R_o$	Resistência equivalente de saída do conversor em ohms
S	Átomo de Enxofre
s	Variável no domínio de Laplace
$S_1$	Chave de Potência 1
$S_2$	Chave de Potência 2
$\beta$	Constante relacionada a perda no núcleo de um elemento magnético
t	Variável que representa o tempo em segundos
T	Unidade física relacionada a densidade de campo magnético Tesla
$T_d$	Tempo morto entre os pulsos enviados as chaves do conversos em segundos

$T_i$	Transformador de isolamento
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
UPS	Sistemas de potência ininterruptos
$V_{Bpk}$	Valor de pico do barramento CC do conversor em Volts
$V_g$	Tensão de entrada do conversor ressonante em volts
$V_{in}$	Tensão de entrada alternada da rede elétrica em volts
$V_n$	Volume do Núcleo Toroidal em centímetros cúbicos
$V_o$	Tensão de saída do conversor em volts
$v_{sl}(t)$	Tensão de entrada do circuito ressonante
W	Unidade física de potência Watts
x	número indefinido de átomos ou elétrons ou moléculas
XX	Número vinte, em algarismos romanos
ZCS	Comutação por corrente zero
$Z_o$	Impedância de saída do conversor ressonante
ZVC	Comutação por corrente zero
ZVS	Comutação por tensão zero
$\alpha$	Relação de transformação do transformador
$\Delta$	Raio máximo permitido levando em consideração o efeito Skin em centímetros
$\Delta B$	Densidade de Campo Magnético em Tesla
$\Delta I_L\%$	Ondulação da corrente do Indutor em amperes
$\Delta V_o\%$	Ondulação da tensão de saída em volts
$\pi$	Número pi
$\rho$	Resistividade elétrica de um material em Ohms metro
$\varphi_s$	Ângulo de fase da corrente do circuito ressonante em radianos
$\Omega$	Unidade física relacionada a resistência elétrica Ohms
$\Omega.m$	Unidade física relacionada a resistividade elétrica de um material em Ohms metro
$\omega_o$	frequência de ressonância em radianos
$\omega_s$	Frequência de chaveamento em radianos
052	Tipo de núcleo de pó de ferro
520 521	Tipo de núcleo de nanocristalino

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>23</b>
<b>2</b>	<b>ESTADO DA ARTE .....</b>	<b>25</b>
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	25
2.2	BATERIAS E SEUS PRINCIPAIS ASPECTOS.....	25
2.2.1	<i>Baterias de Chumbo Ácido: .....</i>	<i>26</i>
2.2.2	<i>Baterias de Niquel-Cádmio:.....</i>	<i>28</i>
2.2.3	<i>Baterias de Ion-Lítio: .....</i>	<i>29</i>
2.2.4	<i>Técnicas de carregamento das Baterias de Ion-Lítio.....</i>	<i>30</i>
2.3	PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE CARREGADORES VEICULARES .....	31
2.3.1	<i>Conversores CA – CC monofásicos utilizados no estágio pré-regulador.....</i>	<i>34</i>
2.3.2	<i>Conversores CC – CC monofásicos utilizados no estágio de isolamento: .....</i>	<i>35</i>
2.3	CONVERSORES RESSONANTES E SEUS PRINCIPAIS ASPECTOS .....	40
2.3.1	<i>Topologias de Conversores Série Ressonante:.....</i>	<i>41</i>
2.3.2	<i>Topologias de Conversores Paralelo Ressonante: .....</i>	<i>44</i>
<b>3</b>	<b>ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR CA - CC BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODOS DE RETIFICAÇÃO .....</b>	<b>47</b>
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	47
3.2	DESCRIÇÃO DO CONVERSOR .....	47
3.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	48
3.3.1	<i>Etapas de funcionamento para o semiciclo positivo da tensão da rede CA .....</i>	<i>49</i>
3.3.2	<i>Etapas de funcionamento para o semiciclo negativo da tensão da rede CA .....</i>	<i>56</i>
3.4	PROJETO DO CONVERSOR.....	63
3.4.1	<i>Calculo da resistência equivalente <math>R_e</math>.....</i>	<i>63</i>
3.4.2	<i>Projeto dos elementos ressonantes.....</i>	<i>64</i>
3.4.3	<i>Dimensionamento dos capacitores de amortecimento <math>C_{s1}</math> e <math>C_{s2}</math>.....</i>	<i>65</i>
3.4.4	<i>Dimensionamento do indutor de entrada <math>L_{in}</math>.....</i>	<i>66</i>
3.4.5	<i>Dimensionamento do capacitor de saída <math>C_o</math>.....</i>	<i>67</i>
3.4.6	<i>Dimensionamento do indutor de saída <math>L_o</math> .....</i>	<i>67</i>
3.5	PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS .....	67
3.5.1	<i>Projeto do indutor de entrada <math>L_{in}</math>.....</i>	<i>68</i>
3.5.2	<i>Projeto do indutor de saída <math>L_o</math>.....</i>	<i>72</i>
3.5.3	<i>Projeto do Transformador de Isolação .....</i>	<i>75</i>
<b>4</b>	<b>PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....</b>	<b>81</b>
4.1	INTRODUÇÃO.....	81
4.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE IMPLEMENTADA .....	81
4.2.1	<i>Obtenção das funções de transferência do conversor proposto.....</i>	<i>83</i>
4.2.2	<i>Projeto dos Compensadores .....</i>	<i>84</i>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>89</b>
5.1	INTRODUÇÃO.....	899
5.2	SIMULAÇÕES DO CIRCUITO PROPOSTO.....	899
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	99

<b>5.3.1</b>	<b><i>Análise dos resultados práticos</i></b> .....	<b>102</b>
<b>5.3.2</b>	<b><i>Resumo dos dados coletados nos ensaios práticos</i></b> .....	<b>118</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>119</b>
<b>6.1</b>	<b>PROPOSTA PARA CONTINUIDADE DOS TRABALHOS</b> .....	<b>120</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>121</b>
	<b>APÊNDICE A – DADOS DO NÚCLEO MAGNETICO MMTS26T7716</b> .....	<b>127</b>
	<b>APÊNDICE B – DADOS DO NÚCLEO MAGNETICO MMT052T7713</b> .....	<b>131</b>
	<b>APÊNDICE C – DADOS DO NÚCLEO MAGNETICO MMT520T103.75.30B</b> .....	<b>134</b>
	<b>APÊNDICE D – CÓDIGO DE CONTROLE DIGITAL UTILIZADO NO DSP (LINGUAGEM C)</b> .....	<b>140</b>
	<b>APÊNDICE E – LAYOUT DA PLACA DE POTÊNCIA DESENVOLVIDA</b> .....	<b>154</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Com a crescente popularização e o aumento do interesse do público em geral acerca dos veículos elétricos e híbridos, surge a necessidade de se desenvolver pesquisas e tecnologias, que tenham a finalidade de torná-los cada vez mais viáveis de serem incorporados na sociedade como um todo. Neste sentido, alguns trabalhos [1 – 7], foram desenvolvidos com o objetivo de estudar e investigar as principais questões a respeito dos veículos elétricos e híbridos, ao passo que outros como [8], [9] se preocuparam em abordar os principais aspectos e problemas relacionados a interação da rede com estes veículos quando conectados à mesma.

Neste âmbito, um dos principais componentes dos veículos híbridos e/ou elétricos que pode ser citado é o carregador de bateria. Tal equipamento apresenta grande importância no funcionamento e na qualidade destes veículos, uma vez que é o responsável por injetar a energia advinda de uma fonte externa na bateria sem que aja o comprometimento de suas funções bem como o de todo o sistema elétrico. Deste modo, os carregadores de bateria devem garantir tensão de saída livre de ondulações, bem como um eficiente controle de carga de modo que a sua vida útil seja preservada o máximo possível.

Além da qualidade da energia injetada, os carregadores de bateria também devem garantir a qualidade da energia drenada, principalmente nos casos em que esta é proveniente da rede elétrica. Nestas circunstâncias, como visto em [10], estes equipamentos, de modo geral apresentam a característica de serem unidirecionais e por vezes possuem um estágio de entrada com correção do fator de potência (PFC), que é responsável por garantir a qualidade da energia drenada da rede através da correção ativa do fator de potência. Tal estágio de entrada é denominado de pré-regulador e pode apresentar diferentes configurações, sendo a mais comum o Boost PFC tradicional.

Outro aspecto que vem tendo cada vez mais relevância no cenário dos carregadores de bateria para veículos elétricos e/ou híbridos é a portabilidade. Devido ao fato de muitos destes serem embarcados, surge a necessidade de os mesmos apresentarem um volume cada vez menor e alta densidade de energia. Neste contexto as topologias denominadas de estágio único apresentam uma certa vantagem em relação as topologias de múltiplos estágios, uma vez que podem possuir menos componentes e diferentes arranjos que fazem com que tenham seu peso e volume reduzido. Um exemplo deste tipo de conversor CA-CC é o protótipo proposto em [11] para veículos elétricos leves.

Em se tratando das topologias de conversores estudadas e desenvolvidas na área de eletrônica de potência, um tipo em especial pode vir a ser de grande interesse no estudo e desenvolvimento de carregadores de baterias, que é a topologia de conversores sem diodo de retificação. Estes conversores CA-CC possuem a característica de não possuírem uma ponte retificadora na entrada, sem que se tenha o comprometimento da sua capacidade de regulação da corrente, o que confere a vantagem de se obter uma diminuição das perdas, bem como do número de semicondutores presentes no circuito. Tal característica, aliada à característica entrelaçada, fora proposto em [12] com a finalidade de ser implementada como um estágio de pré-regulação de um carregador de baterias para veículos elétricos.

Em decorrência dos benefícios percebidos tanto nas topologias de estágio único quanto nas topologias sem diodo de retificação, o trabalho desenvolvido em [13] propõe um conversor CA-CC *current-fed* baseado na topologia Boost em meia ponte sem diodo de retificação com o objetivo de aplicá-lo no carregamento de baterias de veículos elétricos de pequeno porte. Além disso, é evidenciado o estudo teórico e computacional feito acerca do conversor, bem como os resultados práticos obtidos por meio da implementação de um protótipo de 1,7 KW alimentando uma bateria de 350 V na saída. Deste modo é possível observar que o conversor implementado alcançou excelentes resultados e, principalmente, um alto rendimento (mais 94%), o que corrobora com o que fora exposto anteriormente.

Em vista do que fora apresentado, o presente trabalho tem como objetivo propor um conversor CA-CC sem ponte retificadora, em estágio único e destinado ao carregamento de baterias para veículos híbridos e/ou elétricos. Tal conversor, inicialmente proposto em [14] para aplicações envolvendo aquecimento por indução, fora repensando e teve seu controle bem como sua estrutura de potência modificados, o que permitiu que pudesse atender ao propósito do trabalho. Além das características expostas acima, o carregador proposto também possui a vantagem de promover o ZVS para cada uma de suas chaves semicondutora, o que garante uma melhora de seu rendimento.

Por fim, de forma a explicitar os principais aspectos do trabalho proposto, a presente dissertação foi dividida em quatro partes: Estado da arte, responsável por promover uma contextualização geral acerca dos temas relevantes a pesquisa; Análise e projeto do conversor, de forma a explicar o seu funcionamento e a forma como se deu o seu projeto; Resultados obtidos, afim de comprovar o funcionamento do conversor dentro do pretendido ; Conclusões, de modo a expor as principais contribuições obtidas por este trabalho.



## 2 ESTADO DA ARTE.

### 2.1 Considerações iniciais

De forma a contextualizar todos os aspectos envolvidos no desenvolvimento desta pesquisa, nesta seção serão apresentadas e discutidas três áreas de interesse relacionadas ao projeto: Tecnologia de Baterias; Topologias aplicadas aos carregadores de bateria; Topologias de conversores ressonantes. Para tanto, cada tópico tem como objetivo abordar o que há de mais consolidado acerca de seu respectivo tema, buscando introduzir de forma clara e objetiva as tecnologias apresentadas.

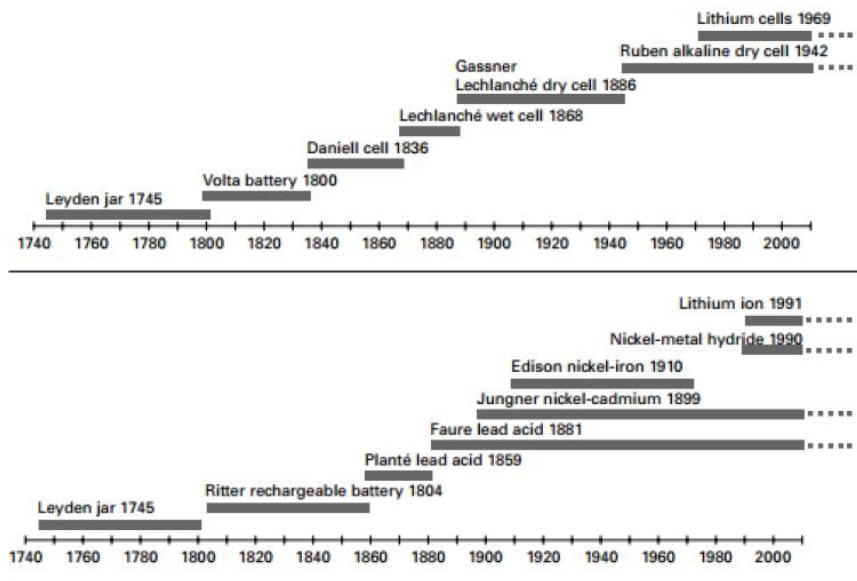
### 2.2 Baterias e seus principais aspectos

O princípio de armazenamento de energia constitui-se como um fenômeno indispensável para o funcionamento de quase todos diferentes tipos tecnologias presentes no cotidiano. Em especial, o armazenamento de energia elétrica encontra-se como uma das tecnologias mais importantes e difundidas dentre as demais, podendo ser obtido de diferentes formas, tais como: sistemas de ar comprimido, sistemas de bombeamento de água, capacitores eletrolíticos, *flywheel* ou volante de inércia e por fim, baterias eletroquímicas [15].

Em se tratando dos veículos híbridos e elétricos, as baterias eletroquímicas são indiscutivelmente (até o momento) a melhor e mais difundida solução para o armazenamento de energia elétrica [16]. Isso em muito se deve ao fato de as mesmas ainda apresentarem uma elevada densidade de energia e melhor relação custo benefício se comparada as demais tecnologias utilizadas para o mesmo fim. Contudo seu preço elevado e o volume considerável ainda representam um grande desafio para a indústria automobilística na difusão dos veículos híbridos e elétricos pelo mundo [17].

Historicamente, a invenção da bateria eletroquímica é datada por volta do ano 1800, quando o físico Alessandro Volta desenvolveu a pilha de volta, primeira invenção capaz de gerar energia elétrica através de reações químicas [18]. Pouco tempo depois, em 1802 Johann Ritter apresentara a primeira bateria recarregável, que apesar de ser um grande avanço científico não passou de uma curiosidade laboratorial por 60 anos [19]. Os anos se seguiram e novas tecnologias de baterias surgiram, compostas pelos mais diferentes tipos de materiais, o que resultou no surgimento das classes de baterias primárias e secundárias.

Figura 2.1 – Evolução das baterias primárias e secundária ao longo dos anos.



Fonte: Adaptado de [20].

Basicamente, o termo bateria primária consiste em baterias que tem sua vida útil limitada a apenas um ciclo de carga (não recarregáveis). Já bateria secundária é definida como baterias que podem executar vários ciclos de carga (recarregáveis) até que então, se tornem inutilizáveis [21]. Nesse sentido, na figura 2.1 é apresentado a evolução das baterias primárias e secundárias, ao longo dos anos.

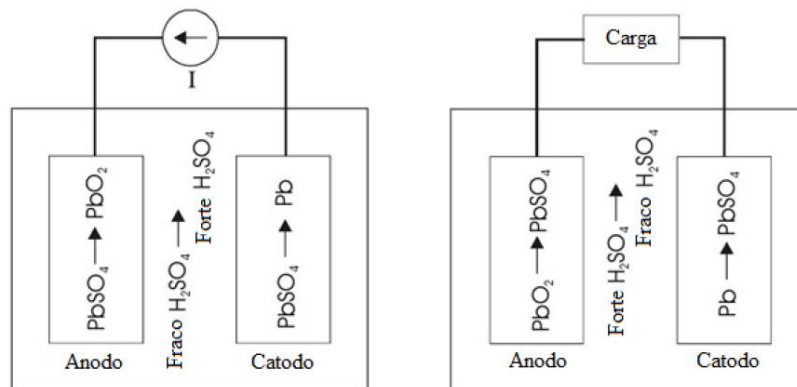
### 2.2.1 Baterias de Chumbo Ácido:

As baterias eletroquímicas de chumbo ácido são o tipo de baterias mais utilizados ao redor do mundo, podendo ser encontradas em praticamente todo e qualquer veículo (elétrico ou não), em sistemas ininterruptos de energia (UPS), além de inúmeras outras aplicações (Bagotsky, 2015). Isso ocorre devido ao fato de as mesmas apresentarem algumas vantagens, tais como o baixo custo em relação a outras baterias, boa confiabilidade, células com tensão relativamente alta (acida de 2 V), baixa taxa de auto descarga (uma das menores), bem como a possibilidade de se obter uma boa profundidade de descarga (*deep of discharge*) c [22] e [23].

Com relação a tecnologia e composição destas baterias, é possível destacar a presença de peróxido de chumbo ( $PbO_2$ ) como o material ativo do eletrodo negativo e uma estrutura composta de chumbo poroso, como o material ativo do eletrodo positivo (figura 2.2). Já o eletrólito onde ambos os eletrodos são mergulhados contem basicamente uma solução de ácido

sulfúrico ( $H_2SO_4$ ) diluído em com água ( $H_2O$ ) [24]. Por fim, as baterias de chumbo ácido podem ser classificadas pelo tipo de carcaça, podendo ser ventilada ou reguladas por válvula (estanques) [24].

Figura 2.2 – Carga e descarga da bateria de chumbo ácido.



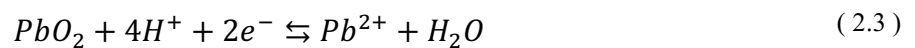
Fonte: Adaptado de [20].

Mais adiante é apresentado o equacionamento químico que descreve o processo tanto de carga como de descarga da bateria de chumbo ácido. Tal reação baseia-se basicamente no princípio de oxirredução, que consiste na liberação de elétrons de um eletrodo para o outro, gerando assim o aparecimento de uma corrente elétrica.

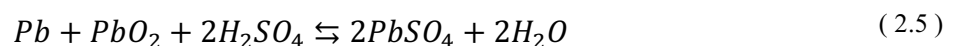
- Eletrodo negativo:



- Eletrodo positivo:



- Reação global:



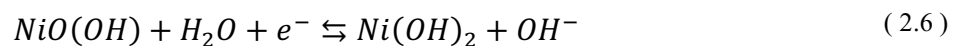
### 2.2.2 Baterias de Níquel-Cádmio:

As baterias de Níquel-Cádmio possuem uma tecnologia relativamente mais recente que as baterias de chumbo ácido, mesmo os primeiros estudos relacionados ao seu desenvolvimento sendo datados de 1899 [22]. Em função disso, apresentam algumas propriedades vantajosas em relação a sua antecessora, como por exemplo o maior ciclo de vida apresentado, podendo realizar mais de 1000 ciclos de carga ou descarga, maior densidade energética, bom desempenho em baixas temperaturas além de suportar maiores profundidades de descarga [25].

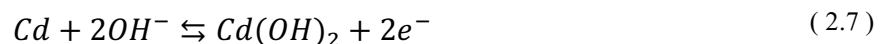
Contudo, apesar dos inúmeros avanços apresentados por estas baterias algumas desvantagens acabaram por comprometer a sua utilização ao longo dos anos. Nesse sentido, uma das mais notórias é conhecida como Efeito Memória, que consiste na perda da capacidade de retenção de carga após diversas cargas e descargas indevidas. Além disso, outros problemas bastante recorrentes também podem ser mencionados, tais como sua maior toxicidade em relação ao meio ambiente, elevadas taxas de auto descarga, além de possuir uma densidade de energia relativamente baixa se comparada as baterias mais modernas [26].

A composição das baterias de Níquel Cádmio consiste basicamente em um anodo, cujo o material ativo é o hidróxido de Níquel ( $\text{Ni(OH)}_2$ ) e um catodo, cujo o material ativo é o Cádmio (Cd). Ambos os eletrodos se encontram submersos em um eletrólito, constituído de uma solução aquosa de hidróxido de potássio (KOH), onde se tem a livre circulação dos íons à medida que as reações referentes à carga e descarga acontecem. Assim sendo, logo abaixo são apresentadas as equações químicas pertinentes, tanto à carga quanto à descarga da bateria.

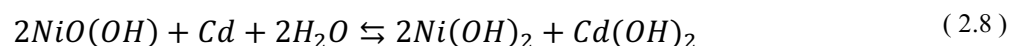
- Eletrodo negativo:



- Eletrodo positivo:



- Reação global:



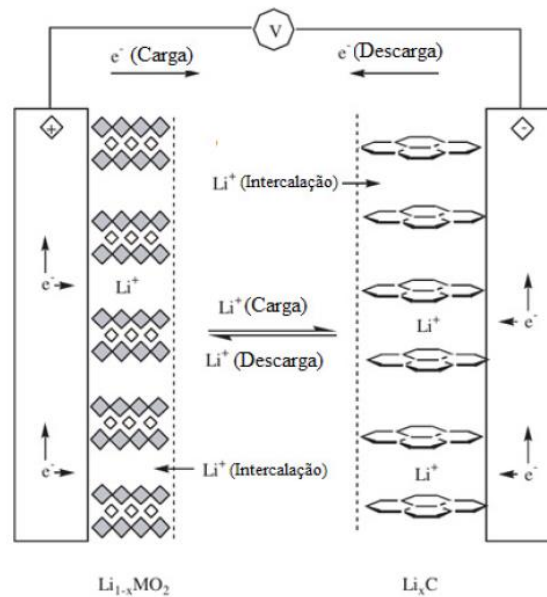
### 2.2.3 Baterias de Íon-Lítio:

As primeiras pesquisas que culminaram no desenvolvimento da tecnologia presente nas baterias de Íon-Lítio, começaram no início do século XX, mais precisamente, no ano de 1912. Contudo, devido à instabilidade característica do metal Lítio, somente a partir dos anos 70 tais baterias puderam ganhar maior atenção da comunidade científica, uma vez que novas descobertas permitiram a melhor estabilização do material [27]. Por fim, no ano de 1991 a *Sony Corporation*, em parceria com a empresa japonesa *Asahi Casei Corporation* finalmente lançou os primeiros modelos de bateria Íon-Lítio, que se popularizaram rapidamente [28].

Atualmente este tipo de bateria se encontra nos mais diversos tipos de dispositivos eletrônicos, podendo se destacar a grande presença das mesmas em aparelhos portáteis tais como *smarthphone*, *Tablets*, *Notebooks* e diversos outros [29]. Além disso, outro setor que vem empregando fortemente este tipo de tecnologia é o setor veicular, e em especial, as empresas altamente comprometidas com a produção de veículos elétricos [30]. Por este motivo, o trabalho proposto nesta dissertação tem como um de seus objetivos desenvolver uma tecnologia compatível com este tipo de bateria, para que, portanto, esteja em consonância com as tendências tecnológico e de mercado.

Com relação às principais vantagens apresentadas pelas baterias de Íon-Lítio, é possível destacar alguns pontos como a maior tensão apresentada por uma célula individual (3,7 V), elevada densidade de energia (uma das maiores), número considerável de ciclos de carga (mais de 500 ciclos), baixa taxa de autodescarga e ausência do efeito memória. Estas características em muito se devem a constituição química especial deste tipo de bateria, que basicamente consiste em óxido de lítio cobalto ( $\text{LiCoO}_2$ ) ou óxido de lítio manganês ( $\text{LiMn}_2\text{O}_2$ ) como material ativo do eletrodo positivo e carbono grafite como material ativo do eletrodo negativo, ambos envoltos por um eletrólito composto de hexafluoreto de lítio ( $\text{LiPF}_6$ ) [21].

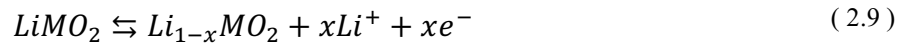
Figura 2.3 – Carga e descarga da bateria de Íon-Lítio.



Fonte: Adaptado de [21].

Mais abaixo, segue em anexo as equações químicas relacionadas aos processos tanto de carga quanto de descarga das baterias de Íon-Lítio (figura 2.3):

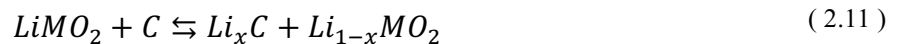
- Eletrodo negativo:



- Eletrodo positivo:



- Reação global:



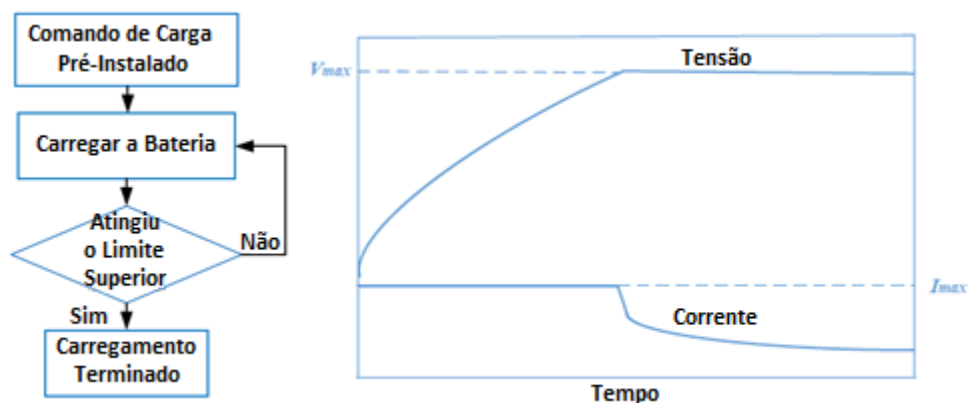
#### 2.2.4 Técnicas de carregamento das Baterias de Ion-Lítio:

O correto carregamento das baterias de Ion-Lítio é fundamental para que se possa prolongar ao máximo sua vida útil e evitar maiores incidentes inerentes ao processo [31]. Nesse sentido, inúmeras técnicas de carregamento foram desenvolvidas para esta tecnologia ao longo

dos anos, o que culminou no surgimento de dois grandes grupos e alguns subgrupos. Assim sendo, tais estratégias puderam ser classificadas como passivas, ou ativas, sendo a última subdivida em estratégias de carregamento baseadas em modelos de circuitos equivalentes e estratégias de carregamento baseadas em modelos eletroquímicos [31].

Dentre os diversos métodos de carregamento existentes, um dos mais utilizados devido principalmente a sua simplicidade, eficácia e facilidade de implementação é a estratégia conhecida como Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV) [32 – 34]. Tal técnica consiste basicamente em impor uma corrente de saída constante na bateria até que esta chegue em seu valor máximo de tensão. Em seguida o controle da corrente de saída é substituído pelo controle da tensão de saída, que se mantém constante em seu valor máximo até que a corrente caia de forma exponencial a zero (figura 2.4).

Figura 2.4 – Estratégia de carregamento da Bateria de Ion-Lítio CC/CV.



Fonte: Adaptado de [31].

Devido a simplicidade e eficiência da técnica de carregamento (CC/CV), para este trabalho, optou-se por utilizar a mesma, de forma que assim o protótipo pudesse ser validado quanto ao seu propósito inicial.

### 2.3 Principais topologias de carregadores veiculares

O estudo e desenvolvimento de topologias de carregadores de baterias para veículos elétricos (EV) e híbridos *plug-in* (PHEV), são de suma importância para o crescimento desta indústria. Assim sendo, tais topologias devem seguir exigências rigorosas que visem sempre garantir o melhor e mais eficiente funcionamento do carregador, resguardando-se sempre a

integridade física da bateria, da rede elétrica e, principalmente, do usuário. Neste sentido, algumas normas foram estabelecidas com a finalidade de garantir tais exigências, podendo ser citadas as seguintes [14]:

- UL 2202: Equipamento do sistema de carregamento de veículos elétricos.
- IEC 60950: Segurança de equipamentos de tecnologia de informação.
- IEC 61851: Sistema de carregamento por condução de veículos elétricos – Parte 21: Requerimentos para a conexão de uma fonte CA-CC em veículos elétricos.
- IEC 61000: Compatibilidade eletromagnética (EMC).
- ECE R100: Proteção contra choques elétricos.
- ISSO 6469-3: Veículos Rodoviários Elétricos – Especificações de segurança – Parte 3: Proteção de pessoas contra riscos elétricos.
- ISSO 26262: Veículos Rodoviários – Segurança funcional.
- SAE J2929: Padrões de segurança para o sistema de baterias de propulsão de veículos elétricos e híbridos.
- FCC Parte 15 classe B: Código Federal de regulação (CFR) FCC Parte 15 para EMC Serviço de medição de emissões para equipamentos de tecnologia da informação.

Com relação às características referentes à alimentação e processamento da potência, esses tipos de carregadores de bateria são classificados em dois grandes grupos, sendo eles os Sistemas de Carregadores CA e os sistema de carregadores CC. Os sistemas de carregadores CA podem ser entendidos como carregadores, de maneira geral, *on-board* (desenvolvidos para serem instalados dentro do veículo), que são alimentados diretamente pela rede elétrica CA. Já os sistemas de carregadores CC são caracterizados por possuírem sua alimentação proveniente de fontes de energia elétrica CC (bancos de capacitores ou baterias), além de não serem *on-board* e apresentarem potências bastante elevadas [14].

De forma complementar, dentro de cada uma das duas categorias citadas acima, é possível classificar também os carregadores de bateria pelo nível de potência que os mesmos trabalham. Assim sendo, tanto o sistema de carregadores CA quanto o CC podem ser divididos em três níveis, sendo o primeiro nível (nível 1) referente a carregadores de menor potência, o segundo nível (nível 2) referente a carregadores de potência intermediária e o terceiro nível (nível 3) referente aos carregadores de potência mais elevada.



Afim de proporcionar um melhor esclarecimento acerca da classificação dos sistemas de carregadores CA quanto ao seu nível de potência, na tabela 2 é listado todos os três níveis citados anteriormente bem como suas respectivas características distintas de potência, tensão de alimentação e corrente de saída.

Tabela 2.1 – Níveis de sistemas de carregadores CA de baterias veiculares.

<b>Métodos de Carga</b>	<b>Tensão Nominal de entrada</b>	<b>Corrente Máxima</b>	<b>Níveis dos Disjuntores</b>	<b>Potência de saída</b>
CA Nível 1	120 V CA, 1 – fase	12 A	15 A	1080 W
	120 V CA, 1 – fase	16 A	20 A	1440 W
CA Nível 2	208 – 240 V CA, 1 – Fase	16 A	20 A	3300 W
	208 – 240 V CA, 1 ou 3 – Fases	32 A	40 A	6600 W
	208 – 240 V CA, 3 – Fases	< 80 A	Per NEC 635	< 14,4 kW
CA Nível 3	208 – 240 V CA, 3 – Fases	> 80 A	--	> 14,4 kW

Fonte: Adaptado de [14].

Tal como feito para os sistemas de carregadores CA, na tabela 2.1 e apresentado de forma detalhada, todos os três níveis de potência dos sistemas de carregadores CC e suas respectivos faixas de potência, tensão e corrente de saída.

Tabela 2.2 - Níveis de sistemas de carregadores CC de baterias veiculares.

<b>Métodos de Carga</b>	<b>Tensão Nominal de entrada</b>	<b>Corrente Máxima</b>	<b>Potência de saída</b>
CC Nível 1	200 – 450 V CC	< 80 A CC	< 36 kW
CC Nível 2	200 – 450 V CC	< 200 A CC	< 90 kW
CC Nível 3	200 – 600 V CC	< 400 A CC	< 240 kW

Fonte: Adaptado de [14].

Em se tratando dos sistemas de carregadores CA monofásicos, as topologias mais comuns encontradas na literatura são compostas basicamente de dois estágios: o estágio de entrada denominado de pré-regulação (composto por um conversor CA – CC) e o estágio de isolamento de saída composto por um conversor CC – CC [5], [14]. Assim sendo, o primeiro estágio (pré-regulação) apresenta como principais funções a correção do fator de potência

(PFC) e a regulação da tensão do barramento CC intermediário, enquanto que o segundo estágio, como o próprio nome sugere, é responsável por promover a isolamento do carregador.

### *2.3.1 Conversores CA – CC monofásicas utilizados no estágio de pré-regulação*

Ao longo dos anos, diversas topologias de conversores CA – CC monofásico foram estudadas e utilizadas como estágio de pré-regulação nos mais diferentes tipos de sistemas de carregadores CA monofásicos desenvolvidos. De maneira geral, a seleção e desenvolvimento dos mesmos sempre procurou atender a alguns critérios que podem ser tidos como essenciais para a aplicação em questão, tais como: alta robustez, boa confiabilidade, rendimento elevado e boa capacidade de controle da corrente de entrada (PFC), visando um elevado fator de potência e baixo conteúdo harmônico (DHT).

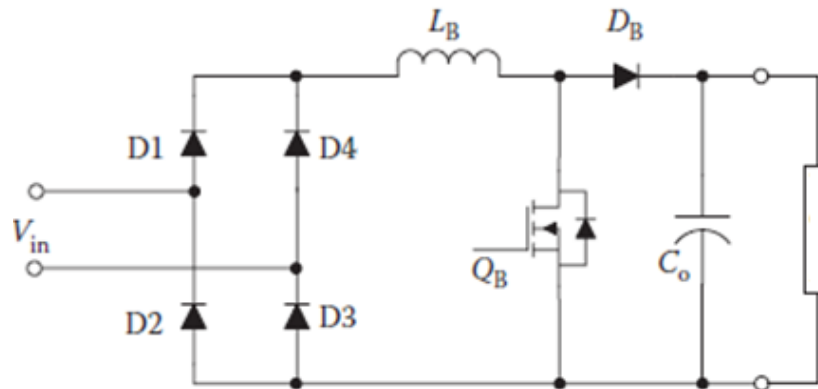
Deste modo, afim de proporcionar um panorama geral acerca das principais topologias de conversores CA – CC monofásicos utilizadas como estágio de pré-regulação, mais adiante serão apresentadas algumas das mais relevantes e comumente encontradas na literatura. Assim sendo, todas as suas principais características, bem como vantagens e desvantagens serão discutidas e por vezes comparadas de maneira a proporcionar um melhor entendimento geral acerca de cada uma das topologias aqui abordadas.

#### *Conversor CA – CC Boost*

A topologia CA – CC Boost (figura 2.5), pode ser considerada a mais comum em aplicações que envolvam PFCs e, por este motivo, também é uma das mais utilizadas nos estágios de pré-regulação dos carregadores de bateria. Isso em muito se deve ao fato de que a mesma já se encontra amplamente explorada na literatura, sendo bastante confiável, robusta e apresentando resultados de DHT da corrente de entrada e fator de potência bastante satisfatórios quando atuando como um PFC.

Apesar de suas vantagens, também é possível destacar algumas desvantagens presentes nesta topologia que podem limitar consideravelmente sua performance. Devido a presença da ponte retificadora em sua entrada, perdas por condução podem vir a se tornar bastante significativas em níveis mais elevados de potência. Além disso, tanto o maior volume do indutor, quanto a elevada ondulação da corrente de saída, proveniente do capacitor de filtro, podem representar um desafio considerável.

Figura 2.5 – Conversor CA – CC Boost.

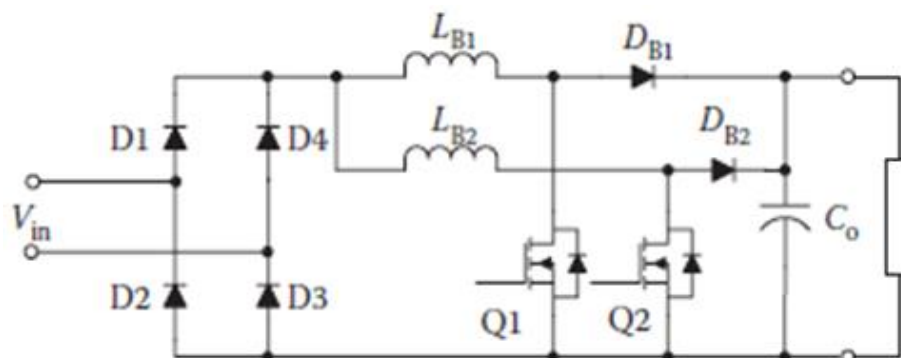


Fonte: Adaptado de [14].

### Conversor CA – CC Boost interleaved

No intuito de amenizar a ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída, a escolha da topologia CA – CC Boost *interleaved* (figura 2.6), como estágio de pré-regulação dos sistemas de carregadores de bateria CA pode ser bastante interessante [35 – 37]. Isto se deve ao fato de este conversor ser basicamente a associação em paralelo de dois conversores Boost, cujo o chaveamento de um em relação ao outro é defasado em  $180^\circ$ , o que resulta no cancelamento de suas respectivas harmônicas de mesma frequência.

No entanto, apesar das vantagens citadas anteriormente, este tipo de configuração ainda necessita de uma ponte retificadora na entrada, o que também reduz significativamente seu rendimento em potências mais elevadas. Por este motivo, alguns conversores foram desenvolvidos com a finalidade de atenuar este problema, os quais serão apresentados mais adiante nesta seção.

 Figura 2.6 – Conversor CA – CC Boost *interleaved*.


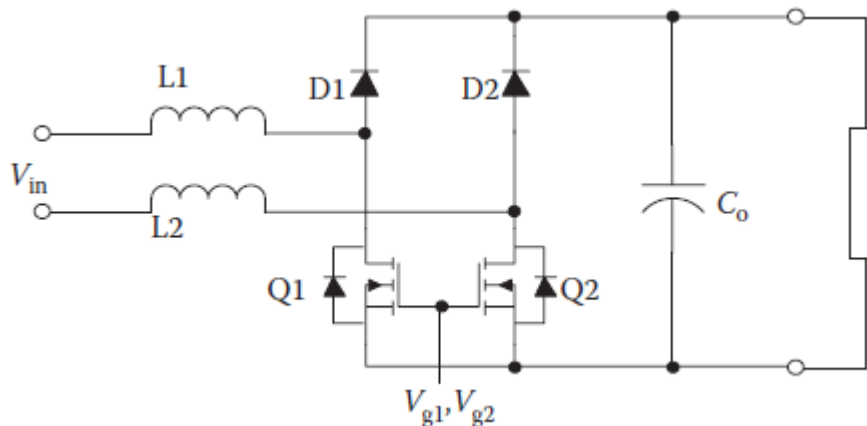
Fonte: Adaptado de [14].

### Conversor CA – CC Boost sem Diodo de Retificação

A topologia CA – CC Boost sem diodo de retificação (figura 2.7) apresenta-se como uma boa opção para o estágio de pré-regulação de sistemas de carregadores CA especialmente quando o nível de potência trabalhado se encontra acima de 1 kW. Isto pode ser justificado pelo fato de este conversor possuir uma configuração única (dois braços contendo um diodo em série com uma chave cada) que possibilita a execução do PFC sem a necessidade de uma ponte retificadora, o que ameniza as perdas por condução do conversor.

Contudo, apesar desta topologia solucionar o problema das perdas relacionadas a ponte retificadora, é possível observar um maior agravamento das interferências eletromagnéticas (EMI) oriundas do chaveamento do conversor [38 – 40]. Isto ocorre devido a maior amplitude exibida pelos ruídos gerados, os quais interagem de forma danosa com a capacitância parasita do barramento CC de alta tensão.

Figura 2.7 – Conversor CA – CC Boost sem diodo de retificação.



Fonte: Adaptado de [14].

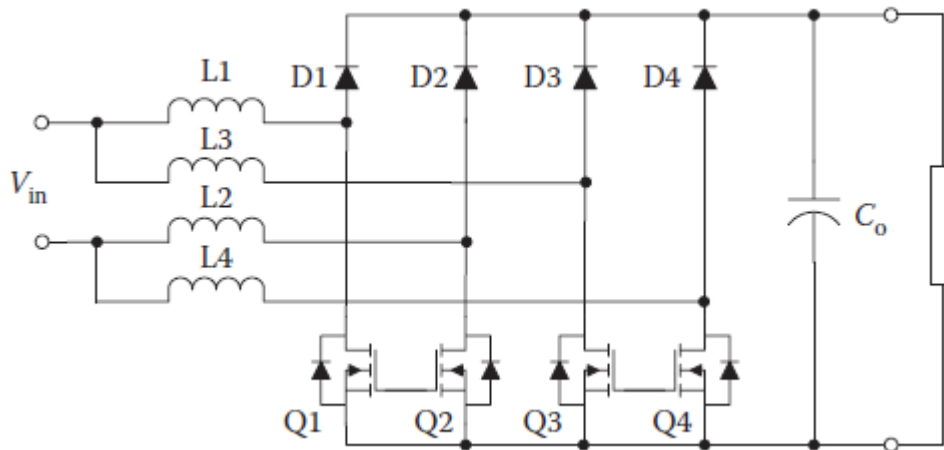
### Conversor CA – CC Boost sem diodo de retificação interleaved

No intuito de se obter uma alternativa para o estágio de pré-regulação de sistemas de carregadores CA que contemple as vantagens das topologias sem diodo de retificação e *interleaved*, em [41] é proposto a topologia Boost sem diodo de retificação *interleaved* (figura 2.8). Basicamente, a mesma consiste em dois conversores Boost sem diodo de retificação dispostos em paralelo, os quais compartilham o mesmo filtro capacitivo de saída e,

consequentemente a mesma carga. Assim sendo, cada par de braços de semicondutores processa de forma simultânea e independente toda a energia proveniente da rede elétrica CA.

A fim de avaliar e comprovar as vantagens apresentadas pela topologia Boost sem diodo de retificação *interleaved*, em [42] é apresentado um estudo comparativo que contempla a análise prática desta e de outras topologias utilizadas neste tipo de aplicação. Neste estudo foi possível evidenciar a superioridade do conversor em questão nos quesitos de processamento de elevadas potências (acima de 4 kW) e baixos conteúdos harmônicos. Deste modo, é possível concluir que o mesmo se apresenta como uma boa opção para compor os sistemas de carregadores CA monofásicos de nível 2.

Figura 2.8 – Conversor CA – CC Boost sem diodo de retificação *interleaved*.



Fonte: Adaptado de [14].

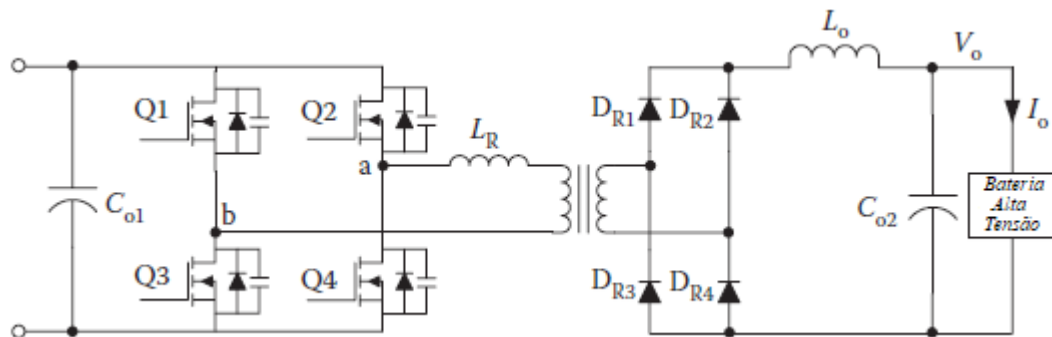
### 2.3.2 Conversores CC – CC monofásicas utilizados no estágio de isolamento

O estágio secundário de isolamento dos sistemas de carregadores CA monofásicos possuem como principal função isolar os estágios de entrada e saída do conversor. Desta forma, é garantido ao mesmo a capacidade de mitigar possíveis correntes de fuga que possam comprometer tanto a segurança do usuário quanto da bateria a ser carregada. Assim sendo, algumas topologias (em especial aquelas baseadas na topologia *full-bridge*) foram estudadas e cogitadas para compor este estágio, de modo que nesta seção serão apresentadas as principais e mais utilizadas neste tipo de aplicação.

*Conversor CC – CC Ponte Completa com deslocamento de fase e comutação por tensão zero:*

A topologia ponte completa com deslocamento de fase e comutação por tensão zero presente em [43 – 45], pode ser tida como uma das opções mais comuns para o estágio de isolamento dos sistemas de carregadores CA (figura 2.9). De maneira geral, a mesma possui princípio de operação similar aos conversores em ponte completa tradicionais, com a diferença de que esta configuração se utiliza dos princípios de ressonância série para garantir a ocorrência da comutação por tensão zero (ZVS) em todas as suas chaves.

Figura 2.9 – Conversor CC – CC ponte completa com deslocamento de fase e comutação por tensão zero.



Fonte: Adaptado de [14].

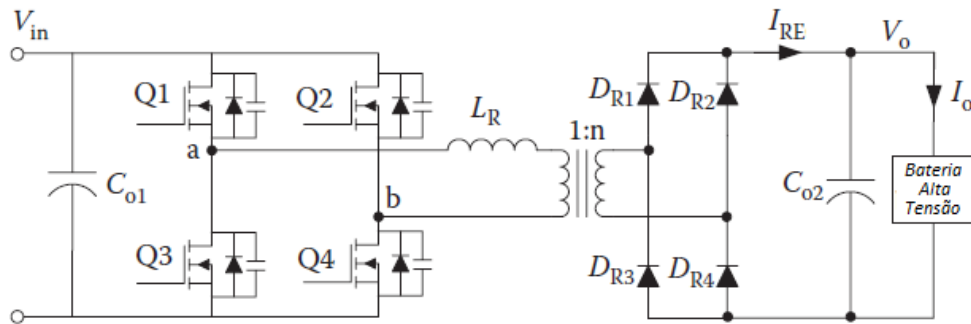
*Conversor CC – CC ponte completa com comutação por tensão zero e filtro capacitivo:*

A topologia ponte completa com comutação por tensão zero e filtro de saída capacitivo (figura 2.10), proposta em [46], também possui grandes semelhanças com a topologia em ponte completa convencional. Contudo, a realização da comutação por tensão zero (ZVS) e a presença de um único filtro capacitivo na saída conferem-lhe vantagens adicionais à sua operação. Isso porque, tais características acabam por mitigar algumas das principais fontes de perdas presentes no conversor: perdas por chaveamento (atenuadas pelo ZVS) e as perdas oriundas da recuperação reversa dos diodos de saída (atenuadas pela ação do capacitor de saída).

Para que o conversor opere adequadamente, uma técnica de modulação específica é aplicada para gerar os pulsos que serão enviados a cada uma das chaves. Sendo assim, para as duas chaves inferiores são enviados pulsos de razão cíclica 50% mantida constante, enquanto que para as duas chaves superiores são enviados pulsos PWM variáveis ao longo de todo o ciclo de operação do conversor. Esta modulação, em conjunto com suas características de projeto

únicas, permite com que o mesmo possa operar tanto nos modos de condução de corrente contínua e limiar quanto no modo de condução de corrente descontínua.

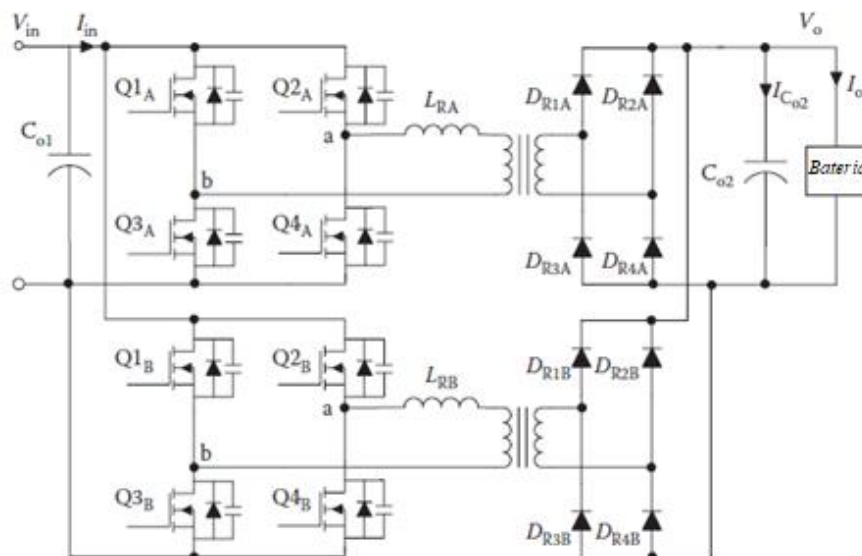
Figura 2.10 – Conversor CC – CC ponte completa com comutação por tensão zero e filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de [14].

Apesar das vantagens apresentadas pela topologia, em algumas aplicações é possível verificar um elevado estresse no capacitor de saída em função dos harmônicos de corrente de amplitude considerável. Por essa razão, em [47] é proposto uma variação desta topologia denominada de conversor CC – CC ponte completa com comutação por tensão zero e filtro de saída capacitivo *interleaved* (figura 2.11). Basicamente, a mesma consiste em dois conversores em ponte completa com comutação por tensão zero e filtro capacitivo em dispostos em paralelo (mesma carga e filtro capacitivo) cujo ambos os chaveamentos são defasados em 180°.

Figura 2.11 – Conversor CC – CC ponte completa com comutação por tensão zero e filtro capacitivo *interleaved*.



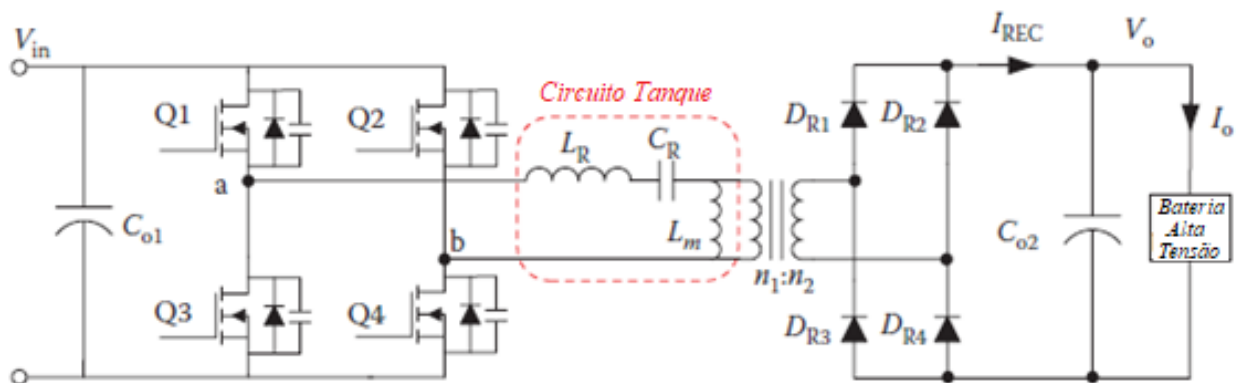
Fonte: Adaptado de [14].

### Conversor CC – CC Ponte Completa LLC Ressonante:

Amplamente utilizada em aplicações envolvendo telecomunicação, a topologia em ponte completa LLC Ressonante [48] talvez seja a topologia mais abordada na literatura mais recente, relacionada ao estágio de isolamento dos sistemas de carregadores CA. Isso em muito se deve as suas características de operação que, na prática, conferem benefícios importantes para este tipo de aplicação, sendo possível destacar as seguintes: alto rendimento, advinda principalmente da comutação suave de suas chaves; execução do ZVS tanto em situações de baixa carga como nominal; baixo estresse de tensão no retificador do secundário.

Com relação ao seu aspecto construtivo, o conversor em ponte completa LLC Ressonante apresenta semelhança com o conversor em ponte completa tradicional. Contudo, a utilização das indutâncias de magnetização e de dispersão do transformador de isolamento, em conjunto com capacitor ressonante (figura 2.12) para garantir a obtenção do ZVS com maior rendimento em todas as chaves, o diferenciam e conferem vantagens cruciais se comparado a outras topologias. Além disso, seu aspecto construtivo e controle por frequência consegue reunir as vantagens presentes em ambas as topologias em ponte completa série ressonante e paralelo ressonante.

Figura 2.12 – Conversor CC – CC em ponte completa LLC Ressonante.



Fonte: Adaptado de [14].

## 2.4 Conversores Ressonantes e seus principais aspectos

Amplamente estudadas desde a década de 80, as topologias CC – CA e CC – CC de conversores ressonantes apresentam uma extensa utilização nos mais diversos tipos de

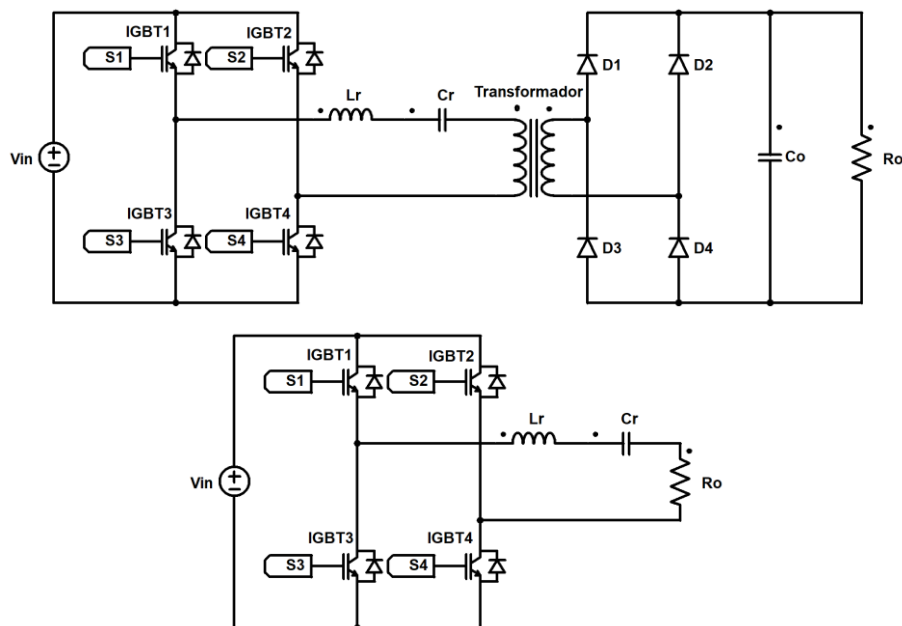


aplicações. Dentre elas é possível destacar a presença dos mesmos em carregadores bateria, aquecedores por indução ou mesmo em sistemas de telecomunicações. Assim sendo, nesta seção serão introduzidas algumas das principais topologias de conversores ressonantes, bem como seus principais aspectos e modo de operação.

### 2.4.1 Topologias de conversores série ressonante

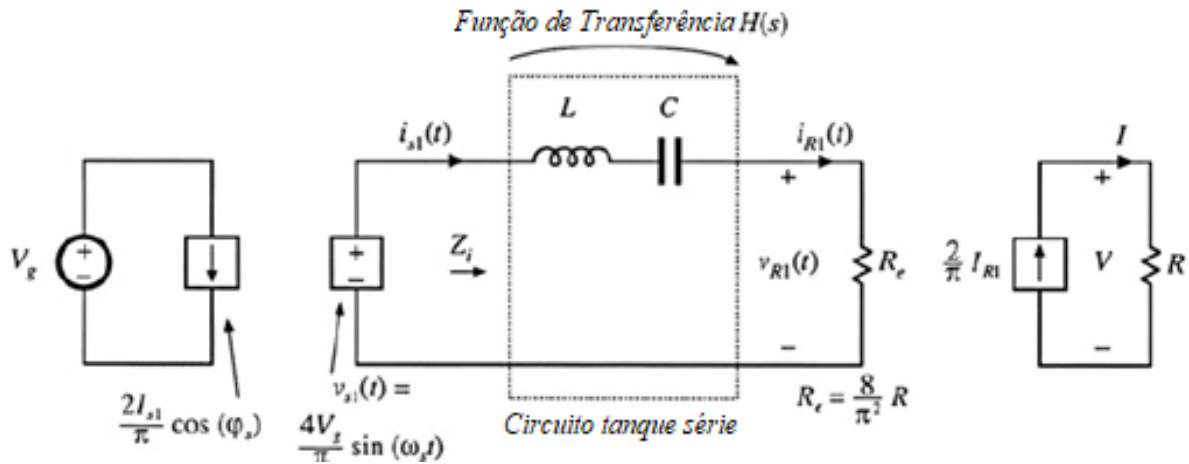
O conversor série ressonante consiste basicamente em uma topologia inversora, podendo ser tanto ponte completa, quanto meia ponte, cuja saída é ligada diretamente a um circuito tanque composto de um indutor, um capacitor e uma resistência (conversores CC – CA) ou o primário de um transformador (conversores CC – CC), como ilustrado na figura 2.13. Tal arranjo permite que a amplitude da tensão de saída seja regulada a partir da variação de frequência, além de possibilitar comutação ZVS, desde que a frequência de chaveamento seja maior do que a frequência de ressonância [49], [50].

Figura 2.13 – Conversor série ressonante CC – CA e CC – CC.



Fonte: imagens do próprio autor.

Figura 2.14 – Circuito simplificado do Conversor CC – CC série Ressonante.



Fonte: Adaptado de [49].

Em se tratando da topologia CC – CC, do ponto de vista analítico (consequentemente de projeto e modelagem) é possível encarar-la de forma similar às topologias CC – CA. Para tanto, reduz-se de maneira teórica o conjunto transformador isolador, retificador e filtro capacitivo de saída a uma simples resistência, enquanto que a saída CC do conversor é representada por meio de uma fonte de corrente contínua controlada e uma resistência de carga, (figura 2.14). Deste modo é possível obter uma análise simplificada e objetiva do conversor sem que a precisão da mesma seja comprometida de forma significativa.

Assim, para que seja possível expressar matematicamente as considerações introduzidas anteriormente é feito uma análise baseada na componente harmônica fundamental (FHA) da onda quadrada (de razão cíclica igual a 0,5), gerada pela estrutura inversora do conversor. Desta forma, assume-se que o circuito tanque filtre apenas a primeira harmônica, cujo a frequência é a própria frequência de chaveamento do conversor. Isso permite com que seja possível aproximar todas as formas de onda de tensão e corrente do mesmo a um formato senoidal, o que permite obter as seguintes equações para representar os parâmetros do circuito:

$$H_s(t) = \frac{\frac{s}{Q_e \omega_o}}{1 + \frac{s}{Q_e \omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (2.12)$$

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_g}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.13)$$

$$i_{R1}(t) = I_{R1} \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (2.14)$$

$$I_g = \frac{2I_{s1}}{\pi} \cos(\varphi_s) \quad (2.15)$$

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2.16)$$

$$I = \frac{2}{\pi} I_{R1} \quad (2.17)$$

Em que:

$v_{s1}$  – Tensão entre os terminais do circuito tanque.

$V_g$  – Tensão de entrada do conversor.

$H_s$  – Função transferência do circuito.

$Q_e$  – Fator de qualidade do circuito tanque.

$i_{R1}$  – Corrente do circuito tanque.

$I_{R1}$  – Amplitude da corrente do circuito tanque.

$\omega_s$  – Frequência de chaveamento em radianos.

$\omega_o$  – Frequência de ressonância em radianos.

$\varphi_s$  – Ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente do circuito tanque.

$I_g$  – Corrente de entrada do conversor.

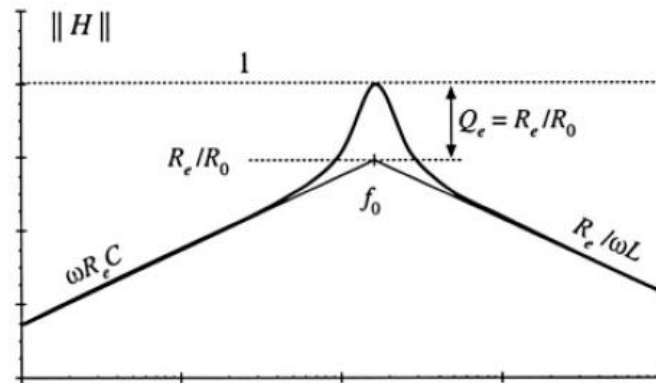
$R_e$  – Resistência equivalente do conversor.

$R$  – Resistência de carga do conversor.

$I$  – Corrente de saída do conversor.

De posse da função transferência do conversor é possível estabelecer uma análise no domínio da frequência e do ganho estático do mesmo. Nesse sentido, na figura 2.15 é apresentado um gráfico que ilustra o ganho estático do conversor série ressonante em função de sua frequência de chaveamento. Nele é possível observar que a topologia série ressonante opera única e exclusivamente como abaixadora, sendo o seu ganho máximo igual a 1.

Figura 2.15 – Ganho do conversor série Ressonante em função da frequência.

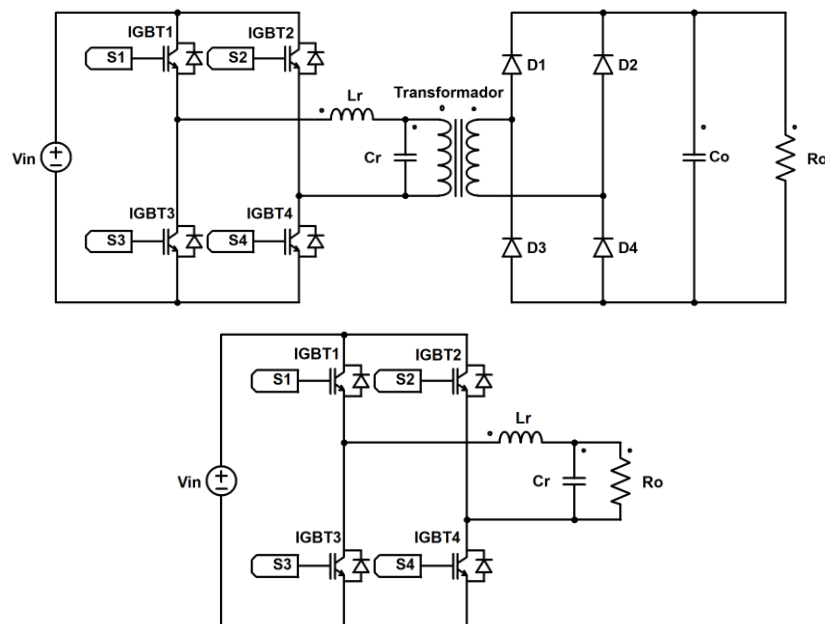


Fonte: Adaptado de [49].

#### 2.4.2 Topologias de conversores paralelo ressonante

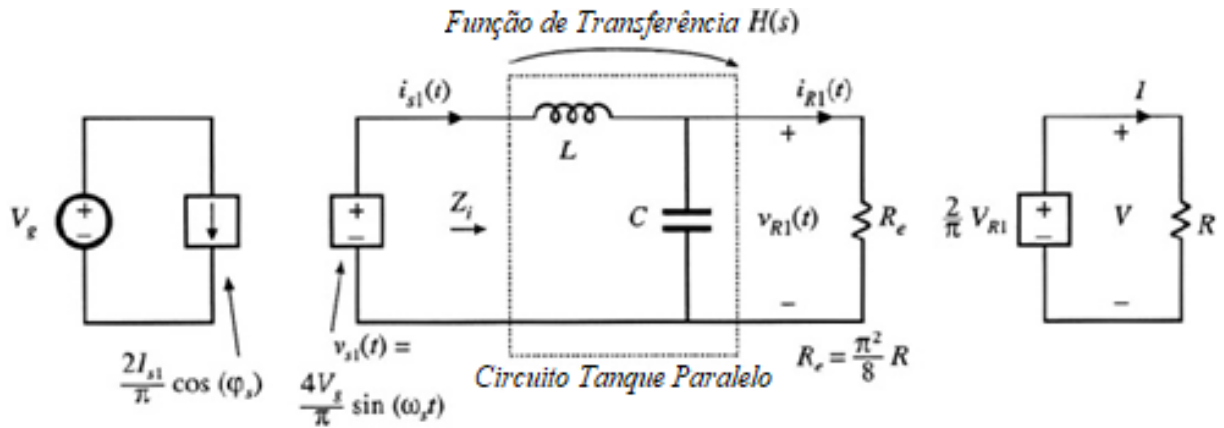
Tal como o conversor série ressonante, o conversor paralelo ressonante também é composto de uma topologia inversora (ponte completa ou meia ponte) cuja saída é conectada diretamente a um circuito tanque, composto de um indutor, um capacitor e uma resistência (conversores CC – CA) ou o primário de um transformador (conversores CC – CC), como ilustrado na figura 2.16. Com isso, é possível controlar a amplitude da tensão de saída, também por meio da variação de frequência, desde que a razão cíclica seja mantida em 0,5 [49], [51].

Figura 2.16 – Conversor paralelo ressonante CC – CA e CC – CC.



Fonte: imagens do próprio autor.

Figura 2.17 – Circuito simplificado do Conversor CC – CC paralelo Ressonante.



Fonte: Adaptado de [49].

Com relação à topologia CC – CC dos conversores paralelo ressonante, é possível elaborar uma análise semelhante aquela feita para os circuitos série ressonante. Deste modo, todo o conjunto composto pelo transformador isolador, circuito retificador e filtro capacitivo de saída é entendido como uma simples resistência equivalente ( $R_e$ ), enquanto que a carga real do conversor é alimentada por uma fonte de corrente controlada, cujo o módulo depende diretamente da amplitude da corrente que circula no circuito tanque (figura 2.17).

Assim sendo, o estudo matemático do conversor é estabelecido também a partir da análise do comportamento da componente harmônica fundamental (FHA) da onda quadrada gerada pela estrutura inversora em relação ao circuito tanque. As formas de onda de tensão e corrente presentes no mesmo são então aproximadas à senóides, o que permite obter as seguintes equações para descrever os principais parâmetros do circuito:

$$H_s(t) = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_e \omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \right) \quad (2.18)$$

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_g}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.19)$$

$$i_{R1}(t) = I_{R1} \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (2.20)$$

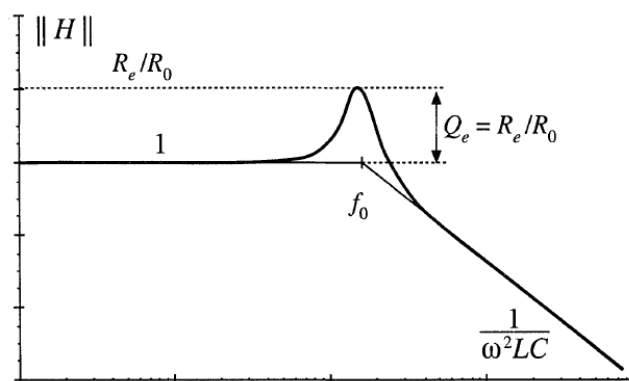
$$I_g = \frac{2I_{s1}}{\pi} \cos(\varphi_s) \quad (2.21)$$

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2.22)$$

$$I = \frac{2}{\pi} I_{R1} \quad (2.23)$$

De posse da função transferência do conversor é possível estabelecer uma análise no domínio da frequência do ganho estático do mesmo. Nesse sentido, na figura 2.18 é apresentado um gráfico que ilustra o ganho estático do conversor paralelo ressonante em função de sua frequência de chaveamento. Nele é possível observar que a topologia paralelo ressonante opera tanto como abaixador quanto como elevador, e seu ganho máximo é obtido em função do fator de qualidade do circuito tanque ( $Q_e$ ).

Figura 2.18 – Ganho do conversor paralelo Ressonante em função da frequência.



Fonte: Adaptado de [49].

### 3 ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR CA-CC BOOST EM MEIA PONTE SEM DIODO DE RETIFICAÇÃO

#### 3.1 Considerações iniciais

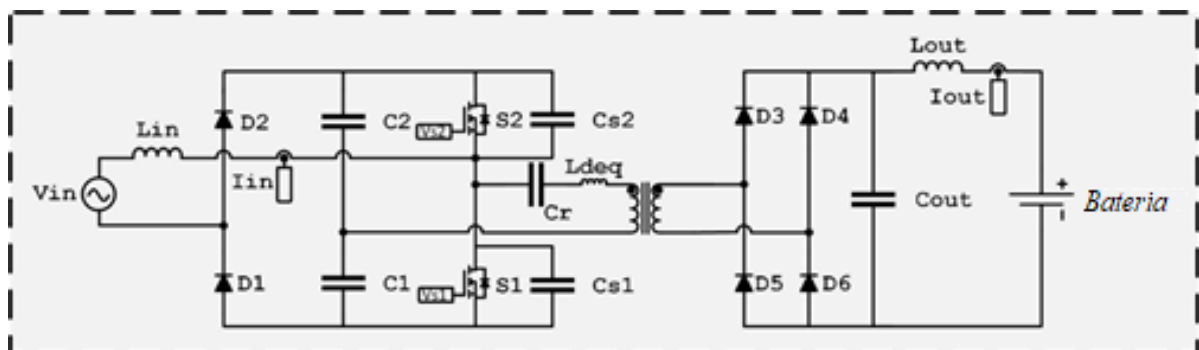
O desenvolvimento do estudo teórico de um conversor, bem como a correta elaboração de seu projeto e dimensionamento de seus componentes, são talvez umas das partes mais importantes na concepção de uma topologia de conversor. Em virtude disso, nesta seção serão apresentados e discutidos todos os estudos e análises feitos com o objetivo de apresentar o funcionamento da estrutura e viabilizar sua implementação prática.

#### 3.2 Descrição do conversor

O presente tópico tem como objetivo promover uma explanação sucinta acerca dos principais pontos presentes no circuito de potência. Deste modo, é apresentado na figura 3.1 um esquemático simplificado do circuito de potência em que é possível observar que o mesmo é composto de 8 elementos semicondutores (6 diodos e duas chaves) e 9 elementos passivos (indutor de entrada, capacitores de amortecimento em paralelo com as chaves, capacitores que compõem o barramento CC de entrada do conversor em meia ponte, capacitor ressonante, transformador de isolamento e o filtro LC de saída).

Tal disposição fora pensada de forma a permitir tanto a regulação da corrente entrada como da tensão de saída, além de garantir a presença da isolamento galvânica do conversor, bem como a execução do ZVS em ambas as chaves sem que aja a necessidade de um circuito externo que necessite de uma alimentação separada.

Figura 3.1 – Conversor CA – CC Boost em meia ponte sem diodo de retificação.



Fonte: Dados do próprio autor.

Assim, cada elemento do conversor proposto apresentado na Figura 3.1, é definido da seguinte forma:

- $V_{in}$  – Tensão de entrada CA da rede elétrica;
- $L_{in}$  – Indutor de entrada;
- $D_1$  – Diodo de entrada 1;
- $D_2$  – Diodo de entrada 2;
- $C_1$  – Capacitor do barramento CC 1;
- $C_2$  – Capacitor do barramento CC 2;
- $S_1$  – Chave de Potência 1;
- $S_2$  – Chave de Potência 2;
- $C_{s1}$  – Capacitor de amortecimento da Chave  $S_1$ ;
- $C_{s2}$  – Capacitor de amortecimento da Chave  $S_2$ ;
- $C_r$  – Capacitor Ressonante;
- $L_d$  – Indutância de dispersão equivalente;
- $T_i$  – Transformador de isolamento;
- $D_3$  – Primeiro diodo da ponte retificadora de saída;
- $D_4$  – Segundo diodo da ponte retificadora de saída;
- $D_5$  – Terceiro diodo da ponte retificadora de saída;
- $D_6$  – Quarto diodo da ponte retificadora de saída;
- $C_o$  – Capacitor de saída;
- $L_o$  – Indutor de saída;

### 3.3 Etapas de operação

Devido ao fato de o conversor proposto não apresentar diodo de retificação, o mesmo apresenta lógicas de chaveamento distintas à medida em que a tensão da rede (tensão de entrada) se encontre em seu semiciclo positivo ou negativo. Assim, embora a dinâmica de operação do conversor se mantenha praticamente a mesma em ambas as situações, o mesmo apresenta ao todo 12 etapas de operação.

Em vista da complexidade do circuito, mais adiante serão apresentadas e detalhadas todas as etapas de operação do conversor, sendo estas divididas entre etapas referentes ao modo



de operação quando a tensão da rede se encontra em seu semiciclo positivo e etapas referentes ao modo de operação quando a tensão da rede se encontra em seu semiciclo negativo. Para tanto, afim de tornar o estudo mais didático e simplificar a análise do funcionamento da estrutura, algumas condições devem ser adotadas, sendo elas:

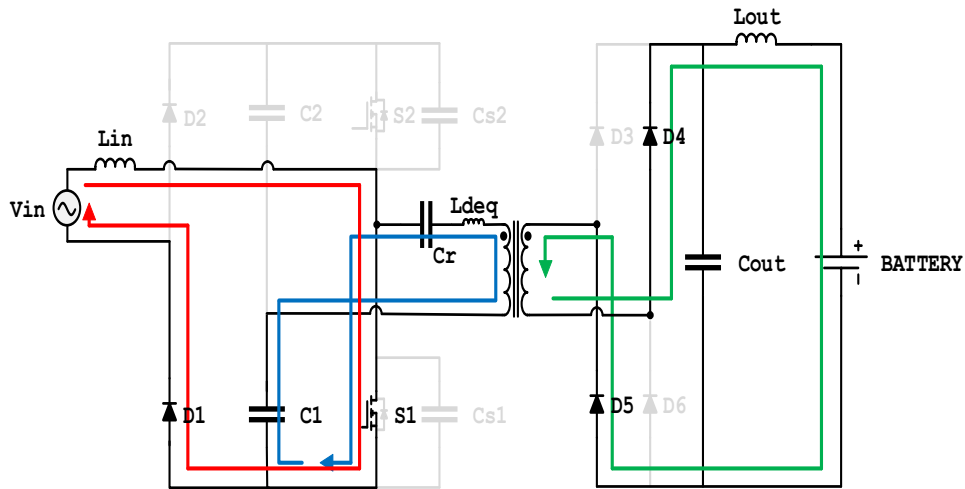
- 1- Todos os elementos semicondutores são considerados ideais. Portanto que a resistência em estado de condução é nula, em estado de bloqueio é infinita e os tempos de entrada e saída de condução são nulos;
- 2- Os indutores e capacitores são considerados com resistência nula;
- 3- O conversor está operando no modo de condução contínua, regime permanente e com frequência de chaveamento fixa;
- 4- O filtro de saída é grande o suficiente para que a tensão de saída seja considerada constante, ou seja, sem *ripple* durante o período de chaveamento;
- 5- A frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da tensão de entrada CA da rede, sendo a amplitude da mesma considerada constante em um período de chaveamento.

### 3.3.1 Etapas de funcionamento para o semiciclo positivo da tensão da rede CA

Nesta seção serão evidenciadas as etapas de operação referentes ao momento em que a tensão de entrada se encontra em seu semiciclo positivo. Para tanto, a análise do conversor para esta situação será dividida em 6 etapas de operação, sendo cada uma delas detalhadas individualmente da forma como se segue.

#### *Primeira etapa: $\Delta t_1 [t_0-t_1]$*

A primeira etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $t_0$  até o instante  $t_1$  e compreende o momento em que a chave S1 se encontra fechada (figura 3.2). Neste momento ocorre a carga do indutor de entrada  $L_{in}$ , enquanto o capacitor  $C_1$  (que se encontra inicialmente carregado) e o capacitor ressonante  $C_r$  (capacitância equivalente  $C_{eq1}$ ) entram em ressonância com a indutância equivalente  $L_{deq}$  resultante da associação em série do indutor ressonante auxiliar, com a indutância de dispersão do transformador, refletida para o primário.

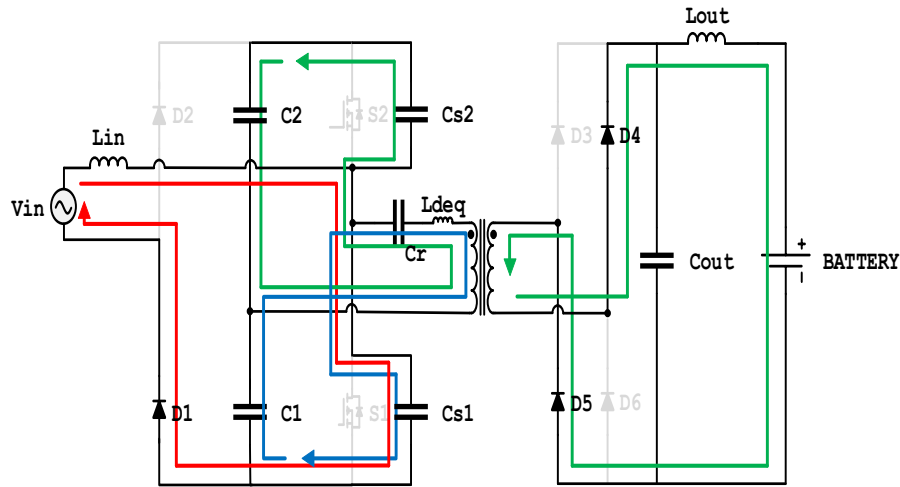
Figura 3.2 - Circuito da primeira etapa de operação ( $t_0 - t_1$ ) semiciclo positivo.


Fonte: Dados do próprio autor.

O evento desencadeado pela formação da malha contendo  $L_{deq}$ ,  $C_{eq1}$  e a chave  $S_1$  promove o surgimento de uma tensão negativa no primário do transformador, que acaba por ser refletida no secundário do mesmo, resultando na polarização dos diodos  $D_4$  e  $D_5$  e, portanto, no surgimento de uma tensão pulsada na saída da ponte retificadora. Tal tensão é por fim filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  que acaba por promover o surgimento de uma tensão aproximadamente contínua (de baixo componente harmônico na saída), responsável por impor a tensão na bateria e assim promover a injeção de corrente na mesma.

*Segunda etapa:  $\Delta t_2 [t_1-t_2]$*

A segunda etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $T_1$  até o instante  $T_2$  e compreende o momento em que a chave  $S_1$  se abre logo após permanecer fechada durante todo o intervalo  $\Delta t_2$  (figura 3.3). Neste momento, a corrente que passava pelo o indutor na primeira etapa continua seu percurso, porém ao invés de passar pela chave  $S_1$  a mesma flui através do capacitor de amortecimento  $C_{s1}$ , dando origem à malha composta pela fonte  $V_{in}$  e pelos elementos passivos  $L_{in}$  e  $C_{s1}$ . Tal capacitor também é responsável por fechar a malha composta  $C_r$ ,  $C_1$ ,  $C_{s1}$  e  $L_{deq}$ , resultando novamente no aparecimento de uma tensão negativa no primário do transformador.

Figura 3.3 - Circuito equivalente da segunda etapa de operação ( $t_1 - t_2$ ) do semiciclo positivo.


Fonte: Dados do próprio autor.

Concomitantemente ao aparecimento das duas novas malhas citadas anteriormente, uma terceira malha se apresenta, sendo composta pelo capacitor  $C_{s2}$  o qual se encontrava até então carregado e pelo capacitor  $C_2$ . Este fenômeno ocorre devido ao desbalanço da tensão sobre o barramento CC de entrada (composto pelas tensões de  $C_1$  e  $C_2$ ), que permite com que  $C_2$  apresente uma tensão menor que  $C_{s2}$ , e assim um caminho de circulação para a corrente de descarga de  $C_{s2}$  e carga de  $C_2$  é então estabelecido.

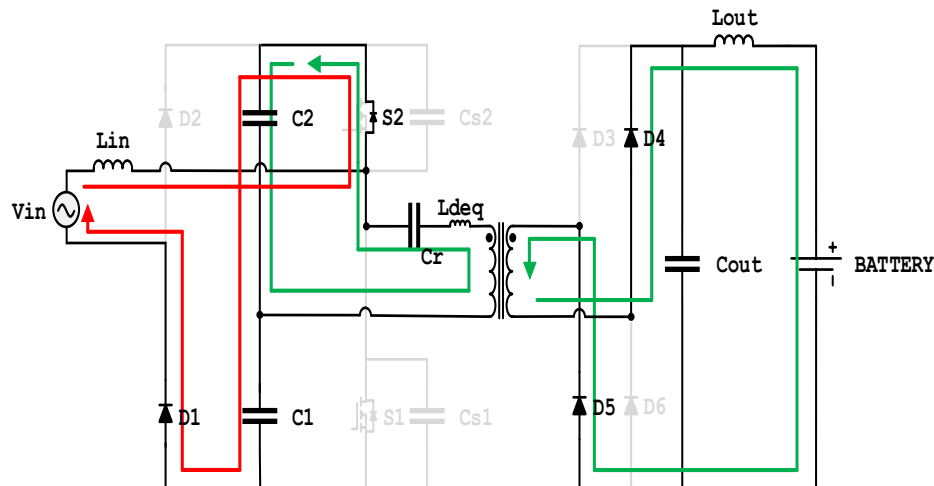
Por meio de uma análise detalhada desta etapa é possível perceber que no instante  $t_1$  ocorre o início do processo de abertura da chave por comutação em tensão zero (*ZVS turn-off*). Também é possível notar que, além de contribuir com o chaveamento suave, os capacitores de amortecimento, como o próprio nome sugere, contribuem com a suavização dos picos de tensão na chave  $Q_1$ , amenizando problemas relacionados a perdas, sobretensão e até mesmo interferências eletromagnéticas nos dispositivos de controle e comunicação presentes na estrutura.

*Terceira etapa:  $\Delta t_3 [t_2-t_3]$*

A terceira etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do o instante  $T_2$  até o instante  $T_3$  e compreende o momento em que o diodo de corpo da chave  $S_2$  (diodo de roda livre) é diretamente polarizado, ao passo que ambas as chaves  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se ainda abertas (figura 3.4). A entrada em condução deste componente se dá tanto pelo fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s1}$  encontrar seu pico neste exato momento (devido a sua carga), quanto pelo

fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s2}$  possuir um valor de tensão próximo ou igual a zero (devido a descarga), garantido assim uma diferença de potencial necessária para a polarização direta do mesmo.

Figura 3.4 - Circuito equivalente da terceira etapa de operação ( $t_2 - t_3$ ) do semiciclo positivo.



Fonte: Dados do próprio autor.

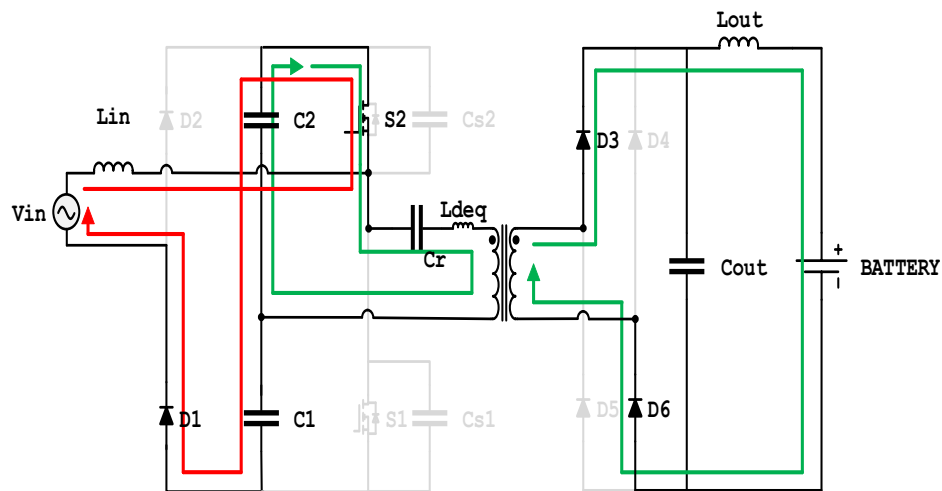
Com a entrada em condução do diodo de roda livre de  $S_2$ , toda a energia até então armazenada no indutor de entrada  $L_{in}$  do conversor, encontra um caminho para o barramento CC composto por  $C_1$  e  $C_2$ , resultando na ampliação da tensão sobre o mesmo, de forma semelhante ao que ocorre no conversor Boost convencional. Paralelamente à troca de energia entre os elementos passivos citados anteriormente, surge uma corrente que recircula por entre  $D_{Q2}$ , dando origem a malha composta por  $D_{Q2}$ ,  $C_2$ ,  $C_r$  e  $L_{deq}$ . Tal efeito ocasiona, novamente, o surgimento de uma tensão negativa no primário do transformador que é refletida no secundário, retificada devido a ação dos diodos  $D_4$  e  $D_5$ , filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  e aplicada à bateria, tal qual aconteceu nas duas etapas anteriores.

Ao final desta etapa é possível perceber que as condições para que se tenha tanto o acionamento de  $S_2$  por corrente zero (ZCS) quanto a abertura da mesma por tensão zero (ZVS) puderam ser alcançadas sem, no entanto, comprometer ou modificar as características principais do conversor como um todo. Deste modo, no decorrer das demais etapas de operação será possível evidenciar ambos os fenômenos para a chave em questão, conforme o esperado para esta topologia.

*Quarta etapa:  $\Delta t_4 [t_3-t_4]$*

A quarta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do instante  $T_3$  até o instante  $T_4$  e compreende o momento em que a chave  $S_2$  entra em condução, invertendo o sentido da corrente que passa pela malha composta por  $S_2$ ,  $C_2$ ,  $C_r$  e  $L_{deq}$  (figura 3.5). Neste momento tem-se novamente a ressonância entre os elementos passivos do circuito, porém dessa vez, a mesma se dá entre a associação em série dos capacitores  $C_2$  e  $C_r$  ( $C_{eq2}$ ) e a indutância equivalente  $L_{deq}$ . Além disso, uma segunda malha é formada nesta etapa, sendo composta por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_1$ .

Figura 3.5 - Circuito equivalente da quarta etapa de operação ( $t_3 - t_4$ ) semiciclo positivo.



Fonte: Dados do próprio autor.

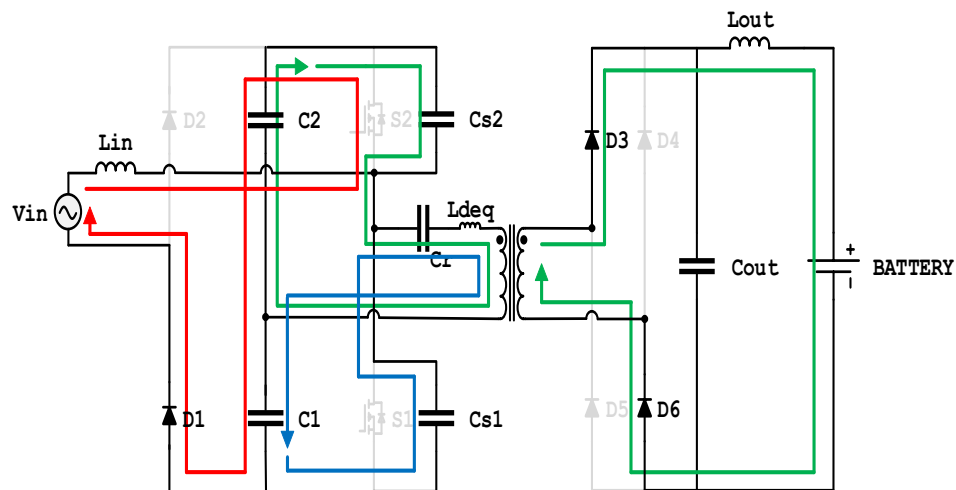
Devido a nova configuração assumida pelo circuito, ambas as correntes provenientes das duas malhas existentes nesta etapa possuem sentidos coincidentes no trecho que contém  $C_r$  e  $L_{deq}$ , ocasionando, portanto, o surgimento de uma tensão que, ao contrário das etapas anteriores, é positiva. Tal tensão acaba por ser refletida no secundário do transformador onde, devido a polarização dos diodos  $D_3$  e  $D_4$ , é retificada, filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  e por fim aplicada à bateria.

*Quinta etapa:  $\Delta t_5 [t_4-t_5]$*

A quinta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $T_4$  até o instante  $T_5$  e compreende o momento em que a chave  $S_2$  se abre, permanecendo neste

estado (juntamente a  $S_1$ ) durante todo o intervalo de tempo  $\Delta t_5$ , (figura 3.6). Nesta nova situação, a malha formada por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $C_r$  e  $C_1$  mantém a sua configuração, com a diferença de que agora devido à descarga do capacitor de amortecimento  $C_{s1}$  (que se encontrava carregado até este momento) há o surgimento de uma segunda malha, composta pelos elementos  $C_{s1}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_1$ .

Figura 3.6 - Circuito equivalente da quinta etapa de operação ( $t_4 - t_5$ ) do semiciclo positivo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Juntamente as duas novas malhas citadas anteriormente, tem-se uma terceira malha que na quarta etapa era formada por  $S_1$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_2$ . No entanto, com a abertura de  $S_2$ , toda sua corrente é desviada e começa a carregar o capacitor  $C_{s2}$ , o qual havia sido completamente descarregado ao final da terceira etapa. Como todos os três percursos resultantes apresentam uma corrente de mesmo sentido, entre os nós que compreendem os elementos  $L_{deq}$  e  $C_r$  as mesmas se somam e, portanto, tem-se, novamente o aparecimento de uma tensão negativa no primário do transformado.

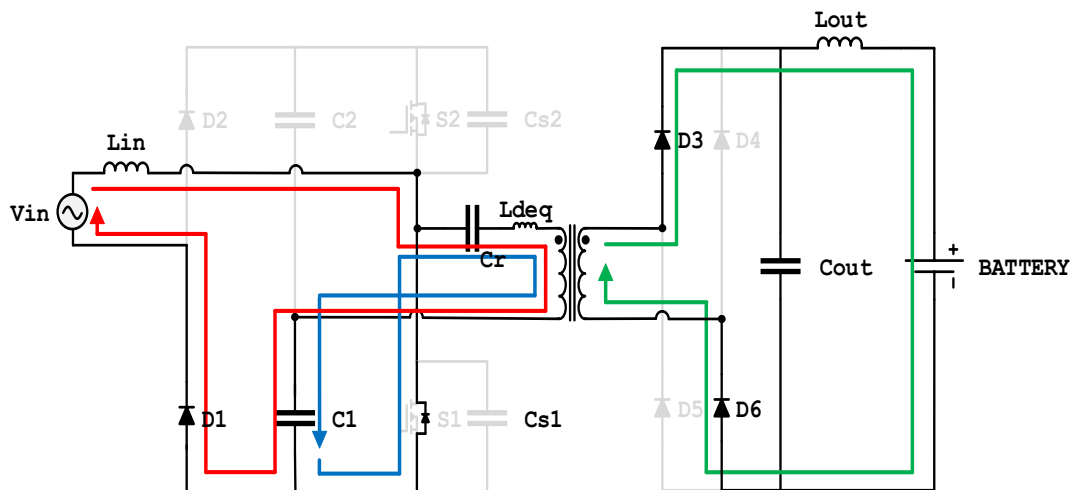
Por fim, é possível notar que, no instante  $t_4$  (tal como na segunda etapa) ocorre o início do processo de abertura da chave  $Q_1$  por comutação em tensão zero (*ZVS turn-off*).

*Sexta etapa:  $\Delta t_6 [t_5-t_6]$*

A sexta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do o instante  $T_5$  até o instante  $T_6$  e compreende o momento em que o diodo de corpo da chave  $S_1$  (diodo de roda livre) é diretamente polarizado, ao passo que ambas as chaves  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se ainda

abertas (figura 3.7). A entrada em condução deste componente se dá tanto pelo fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s2}$  encontrar seu pico neste exato momento (devido a sua carga na quinta etapa), quanto pelo fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s1}$  possuir um valor de tensão próximo ou igual a zero (devido à descarga na quinta etapa), garantido assim uma diferença de potencial necessária para a polarização direta do mesmo.

Figura 3.7 - Circuito equivalente da sexta etapa de operação ( $t_5 - t_6$ ) do semiciclo positivo.



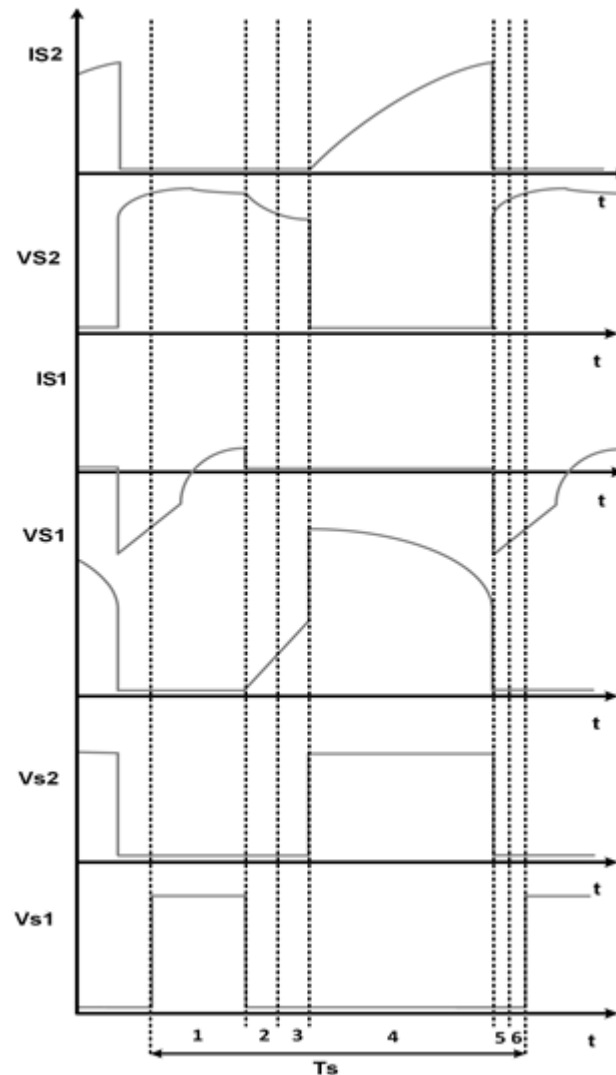
Fonte: Dados do próprio autor.

Por conta da descarga do capacitor de amortecimento  $C_{s1}$ , a corrente que antes era proveniente do mesmo é cessada, dando lugar a uma nova corrente (de percurso semelhante) que recircula por meio de um novo caminho de roda livre proporcionado pelo diodo de corpo de  $S_2$  ( $D_{Q1}$ ). Paralelamente a isto, a malha que na quinta etapa era formada por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_1$ , tem sua configuração mantida e sua corrente somada à da malha anterior no trecho do circuito que contém os componentes  $L_{deq}$  e  $C_r$ , resultando no aparecimento de uma tensão positiva no primário do transformador que, da mesma forma como ocorrera na quarta etapa, é convertida para tensão contínua na saída do conversor e assim aplicada à bateria.

De forma semelhante ao que fora visto na terceira etapa, ao final desta sexta etapa de operação é possível perceber que as condições para que se tenha tanto o acionamento da chave  $Q_1$  por corrente zero (ZCS), quanto a abertura da mesma por tensão zero (ZVS) puderam ser alcançadas sem comprometer ou modificar as características principais do conversor como um todo.

Por fim, na figura 3.8 são ilustradas as formas de onda teóricas das tensões e correntes nos principais elementos do conversor, evidenciadas nas seis etapas de operação (ou um período de chaveamento), da forma que se segue.

Figura 3.8 - Principais formas de onda teóricas do conversor.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.3.2 Etapas de funcionamento para o semiciclo negativo da tensão da rede CA:

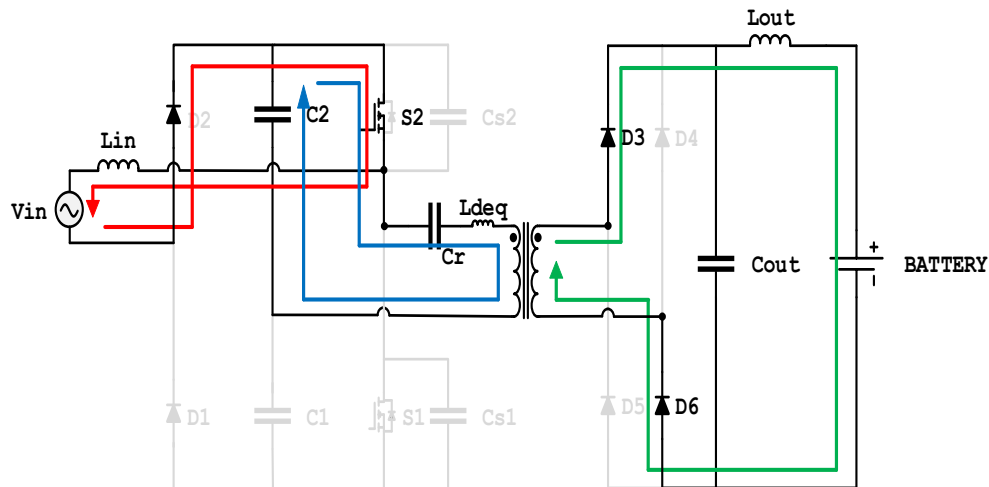
Nesta seção, serão evidenciadas as etapas de operação referentes ao momento em que a tensão de entrada se encontra em seu semiciclo negativo. Para tanto, a análise do conversor para esta situação será dividida em 6 etapas de operação, sendo cada uma delas detalhadas individualmente da forma como se segue.



Primeira etapa:  $\Delta t_1 [t_0-t_1]$ :

A primeira etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $t_0$  até o instante  $t_1$  e compreende o momento em que a chave  $S_2$  se encontra fechada (figura 3.9). Neste momento ocorre a carga do indutor de entrada  $L_{in}$ , enquanto o capacitor  $C_2$  (que se encontra inicialmente carregado) e o capacitor ressonante  $C_r$  (capacitância equivalente  $C_{eq2}$ ) entram em ressonância com a indutância equivalente  $L_{deq}$ .

Figura 3.9 - Circuito da primeira etapa de operação ( $t_0 - t_1$ ) do semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

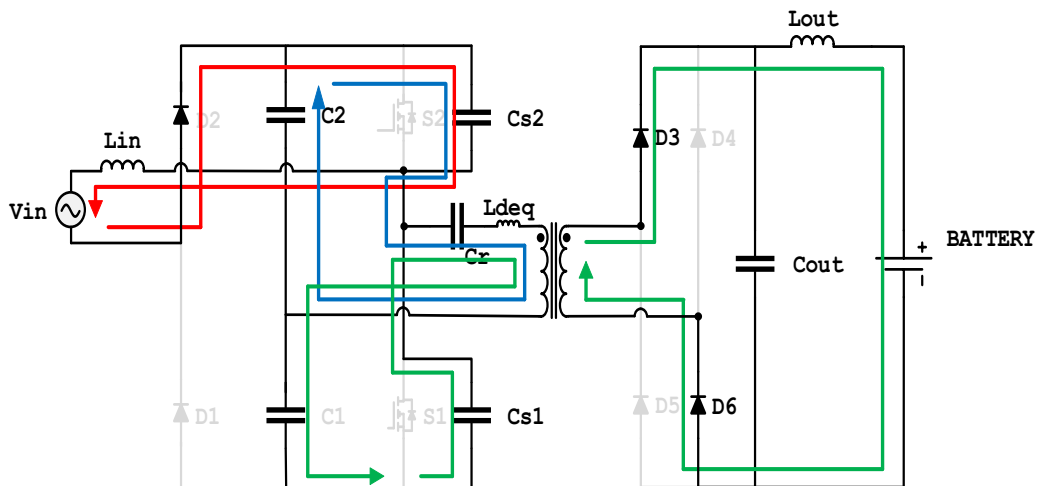
Com a formação da malha contendo  $L_{deq}$ ,  $C_{eq2}$  e a chave  $S_1$  ocorre o surgimento de uma tensão positiva no primário do transformador, que acaba por ser refletida no secundário do mesmo, resultando na polarização dos diodos  $D_3$  e  $D_6$  e assim, no surgimento de uma tensão pulsada na saída da ponte retificadora. Esta tensão é por fim filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  o que acaba por promover o surgimento de uma tensão contínua, de baixo componente harmônico na saída, responsável por impor a tensão na bateria e assim injetar corrente na mesma.

Segunda etapa:  $\Delta t_2 [t_1-t_2]$ :

A segunda etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $t_1$  até o instante  $t_2$  e compreende o momento em que a chave  $S_2$  se abre logo após permanecer fechada durante todo o intervalo  $\Delta t_1$  (figura 3.10). Neste momento, a corrente que passava pelo

o indutor na primeira etapa continua seu percurso, porém ao invés de passar pela chave  $S_2$  a mesma flui através do capacitor de amortecimento  $C_{s2}$ , dando origem a malha composta por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$  e  $C_{s2}$ . Tal capacitor também é responsável por fechar a malha composta  $C_r$ ,  $C_2$ ,  $C_{s2}$  e  $L_{deq}$ , resultando novamente no aparecimento de uma tensão positiva no primário do transformador.

Figura 3.10 - Circuito equivalente da segunda etapa de operação ( $t_1 - t_2$ ) para o semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

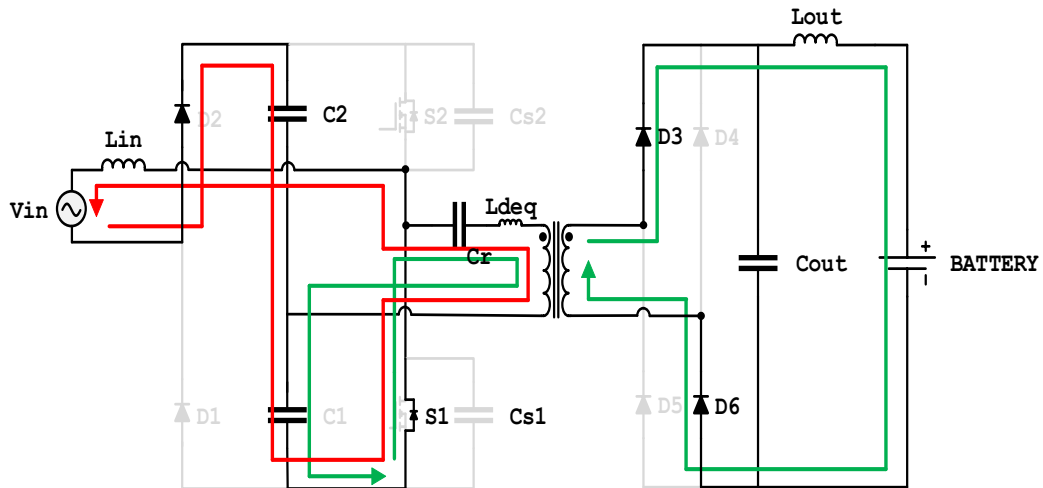
Concomitantemente ao aparecimento das duas novas malhas citadas anteriormente, uma terceira malha se apresenta, sendo composta pelo capacitor  $C_{s1}$  o qual se encontrava até então carregado, e pelo capacitor  $C_2$ . Este fenômeno ocorre devido ao desbalanço da tensão sobre o barramento CC de entrada (composto pelas tensões de  $C_1$  e  $C_2$ ), que permite com que  $C_1$  apresente uma tensão menor que  $C_{s1}$ , e assim um caminho de circulação para a corrente de descarga de  $C_{s1}$  e carga de  $C_1$  é então estabelecido. Além disso, também é possível notar que no instante  $t_1$  ocorre o início do processo de abertura da chave por comutação em tensão zero (*ZVS turn-off*).

*Terceira etapa:  $\Delta t_3 [t_2-t_3]$ :*

A terceira etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do o instante  $t_2$  até o instante  $t_3$  e compreende o momento em que o diodo de corpo da chave  $S_1$  (diodo de roda livre) é diretamente polarizado, ao passo que ambas as chaves  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se ainda abertas, (figura 3.11). A entrada em condução deste componente se dá tanto pelo fato de a

tensão sobre o capacitor  $C_{s2}$  encontrar seu pico neste exato momento (devido a sua carga), quanto pelo fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s1}$  possuir um valor de tensão próximo ou igual a zero (devido à descarga), garantido assim uma diferença de potencial necessária para a polarização direta do diodo  $D_{Q1}$ .

Figura 3.11 - Circuito equivalente da terceira etapa de operação ( $t_2 - t_3$ ) do semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

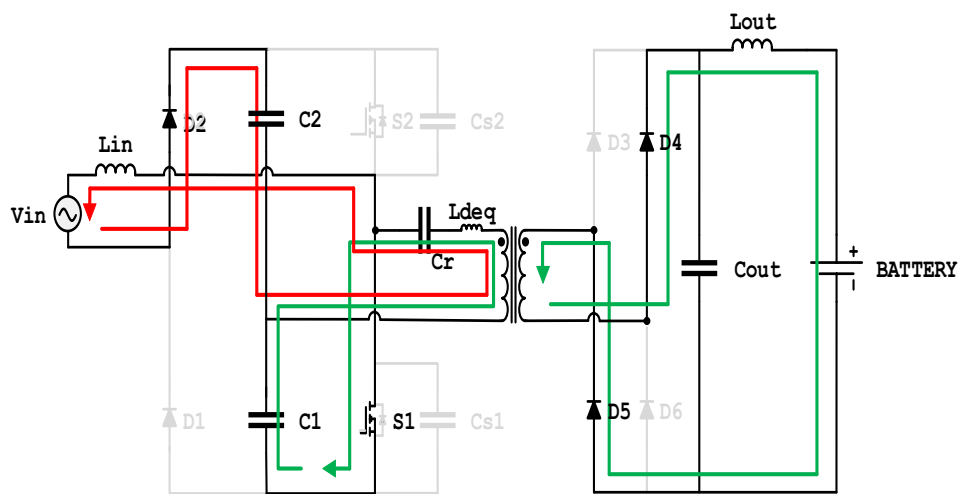
Com a entrada em condução do diodo de roda livre de  $S_1$ , toda a energia até então armazenada no indutor de entrada  $L_{in}$  do conversor, encontra um caminho para o barramento CC composto por  $C_1$  e  $C_2$ , resultando na ampliação da tensão sobre o mesmo. Paralelamente a isto, surge uma corrente que recircula por entre  $D_{Q1}$ , dando origem a malha composta por  $D_{Q1}$ ,  $C_1$ ,  $C_r$  e  $L_{deq}$ . Tal efeito ocasiona, novamente, o surgimento de uma tensão positiva no primário do transformador que é refletida no secundário, retificada devido a ação dos diodos  $D_3$  e  $D_5$ , filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  e aplicada à bateria, tal qual acontecera nas duas etapas anteriores.

Ao final desta etapa é possível perceber que as condições para que se tenha tanto o acionamento de  $S_1$  por corrente zero (ZCS) quanto a abertura da mesma por tensão zero (ZVS) puderam ser alcançadas como o esperado sem, no entanto, comprometer ou modificar as características principais do conversor como um todo. Deste modo, no decorrer das demais etapas de operação será possível evidenciar ambos os fenômenos para a chave em questão, conforme o esperado para esta topologia.

Quarta etapa:  $\Delta t_4 [t_3-t_4]$ :

A quarta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do instante  $t_3$  até o instante  $t_4$  e compreende o momento em que a chave  $S_1$  entra em condução, invertendo o sentido da corrente que passa pela malha composta por  $S_1$ ,  $C_1$ ,  $C_r$  e  $L_{deq}$  (figura 3.12). Neste momento tem-se tanto a ressonância entre os elementos passivos do circuito, só que dessa vez entre a associação em série dos capacitores  $C_1$  e  $C_r$  ( $C_{eq1}$ ) e a indutância equivalente  $L_{deq}$ , quanto a formação de uma segunda malha, sendo composta por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_1$ .

Figura 3.12 - Circuito equivalente da quarta etapa de operação ( $t_3 - t_4$ ) para o semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

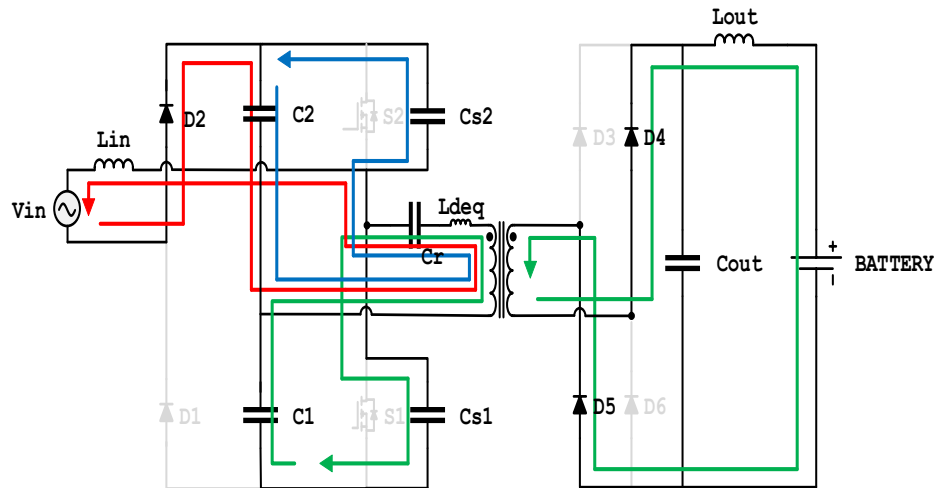
Devido a nova configuração assumida pelo circuito, ambas as correntes provenientes das duas malhas existentes nesta etapa possuem sentidos coincidentes no trecho que contém  $C_r$  e  $L_{deq}$ , ocasionando, portanto, o surgimento de uma tensão que, ao contrário das etapas anteriores, é negativa. Tal tensão acaba por ser refletida no secundário do transformador onde, devido a polarização dos diodos  $D_4$  e  $D_5$ , é retificada, filtrada pelo capacitor de saída  $C_{out}$  e por fim aplicada à bateria.

Quinta etapa:  $\Delta t_5 [t_4-t_5]$ :

A quinta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai desde o instante  $t_4$  até o instante  $t_5$  e compreende o momento em que a chave  $S_1$  se abre, permanecendo neste estado (juntamente a  $S_2$ ) durante todo o intervalo de tempo  $\Delta t_5$ , (figura 3.13). Nesta nova

situação, a malha formada por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_2$  mantém a sua configuração, com a diferença de que agora devido à descarga do capacitor de amortecimento  $C_{s1}$  (que se encontrava carregado até este momento) a o surgimento de uma segunda malha, composta pelos elementos  $C_{s1}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_2$ .

Figura 3.13 - Circuito equivalente da quinta etapa de operação ( $t_4 - t_5$ ) do semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Juntamente as duas novas malhas citadas anteriormente, tem-se uma terceira malha que na quarta etapa era formada por  $S_1$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_1$ . No entanto, com a abertura de  $S_2$ , toda a sua corrente é desviado e começa a carregar o capacitor  $C_{s1}$ , o qual havia sido completamente descarregado ao final da terceira etapa. Como todos os três percursos resultantes apresentam uma corrente de mesmo sentido, entre os nós que compreendem os elementos  $L_{deq}$  e  $C_r$  as mesmas se somam e, portanto, tem-se, novamente o aparecimento de uma tensão negativa no primário do transformador.

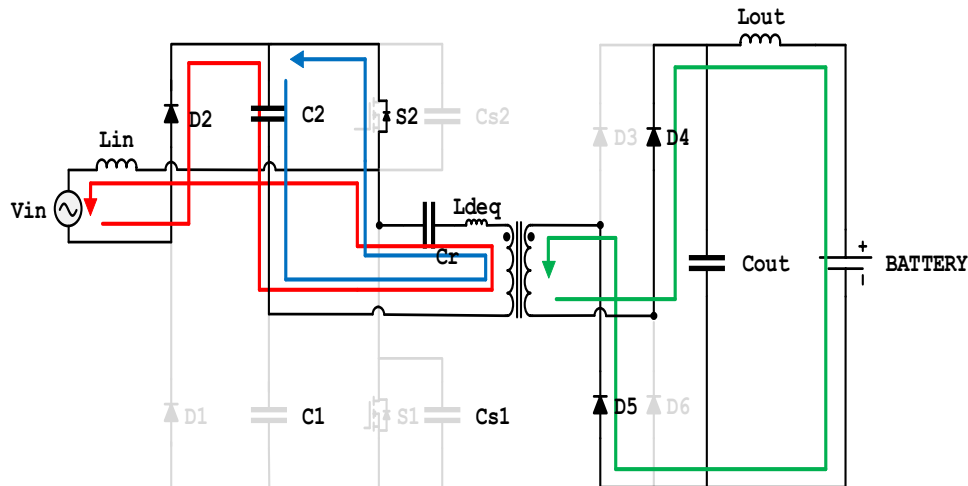
Por fim, é possível notar que no instante  $t_4$  (tal como na segunda etapa) ocorre o início do processo de abertura da chave  $S_2$  por comutação em tensão zero (*ZVS turn-off*).

*Sexta etapa:  $\Delta t_6 [t_5-t_6]$ :*

A sexta etapa de operação consiste no intervalo de tempo que vai do o instante  $t_5$  até o instante  $t_6$  e compreende o momento em que o diodo de corpo da chave  $S_2$  (diodo de roda livre  $D_{Q2}$ ) é diretamente polarizado, ao passo que ambas as chaves  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se ainda abertas (figura 3.14). A entrada em condução deste componente se dá tanto pelo fato de a tensão

sobre o capacitor  $C_{s1}$  encontrar seu pico neste exato momento (devido a sua carga na quinta etapa), quanto pelo fato de a tensão sobre o capacitor  $C_{s2}$  possuir um valor de tensão próximo ou igual a zero (devido à descarga na quinta etapa), garantido assim uma diferença de potencial necessária para a polarização direta do mesmo.

Figura 3.14 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação ( $t_5 - t_6$ ) do semiciclo negativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Por conta da descarga do capacitor de amortecimento  $C_{s1}$ , a corrente que antes era proveniente do mesmo é cessada, dando lugar a uma nova corrente (de percurso semelhante) que recircula por meio de um novo caminho de roda livre proporcionado pelo diodo de corpo de  $S_2$  ( $D_{Q2}$ ). Paralelamente a isto, a malha que na quinta etapa era formada por  $V_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{deq}$ ,  $C_r$  e  $C_2$ , tem sua configuração mantida e sua corrente somada à da malha anterior no trecho do circuito que contém os componentes  $L_{deq}$  e  $C_r$ , resultando no aparecimento de uma tensão negativa no primário do transformador que, da mesma forma como ocorrera na quarta etapa, é convertida para tensão contínua na saída do conversor e assim aplicada à bateria.

De forma semelhante ao que fora visto na terceira etapa, ao final desta sexta etapa de operação é possível perceber que as condições para que se tenha tanto o acionamento da chave  $Q_2$  por corrente zero (ZCS), quanto a abertura da mesma por tensão zero (ZVS) puderam ser alcançadas como o esperado, sem comprometer ou modificar as características principais do conversor como um todo.

### 3.4 Projeto do Conversor

O correto dimensionamento de todos os componentes que irão compor o circuito de potências é de fundamental importância para que o mesmo possa operar em consonância com o que fora estudado na teoria. Em virtude disso, nesta seção serão apresentados todos os cálculos e procedimentos utilizados para o projeto do conversor proposto.

#### 3.4.1 Cálculo da resistência equivalente $R_e$

Analisando o conversor CA – CC Boost em meia ponte sem diodo de retificação proposto, é possível classificar o mesmo como sendo um conversor série ressonante, tipo esse amplamente presente na bibliografia e muito estudado, especialmente nos anos 80 e 90. Neste sentido, tais conversores possuem como principal característica, a utilização dos princípios de ressonância série em um circuito tanque (composto por um indutor e um capacitor) com o fim de se obter a comutação por tensão zero em uma ou mais chaves presentes nos mesmos.

Em virtude da complexidade do projeto, especialmente em se tratando dos conversores ressonantes isolados CC – CC ou mesmo CA – CC, algumas técnicas foram desenvolvidas afim de facilitar este processo. Dentre elas, uma de grande destaque e amplamente explorada em inúmeros trabalhos é a aproximação por primeira harmônica (FHA) [49]. Tal técnica consiste em considerar as formas de onda do circuito tanque como senóides e simplificar todo circuito envolvendo pontes retificadoras de saídas, filtros de saída e carga, após o secundário do transformador de isolamento, a uma simples resistência equivalente.

Em [13] é apresentado o conversor Boost em meia ponte sem diodo de retificação em sua versão CA – CA utilizado em aplicações envolvendo aquecimento por indução. Neste trabalho a bobina usada para promover o aquecimento por meios magnéticos, de um objeto metálico qualquer é tida como carga e apresenta uma forma de onda semelhante a uma senoide modulada. Assim sendo, é possível constatar que caso a técnica FHA seja aplicada no projeto da versão CA – CC deste conversor, o mesmo deverá apresentar na prática formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador semelhante à versão CA – CA.

Devido ao fato de que em um pequeno período de análise (próximo ao período de chaveamento) as formas de onda de tensão e corrente esperadas para o primário do transformador isolador possuem uma amplitude praticamente invariável, é possível concluir que a técnica FHA apresenta-se como uma boa aproximação para fins de projeto. Deste modo,

considerando a carga do conversor (Bateria), como uma resistência na qual se incide a tensão e corrente nominal, o conjunto retificador, filtros de saída e carga podem ser simplificados para uma resistência equivalente  $R_e$ , da seguinte forma:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.1)$$

$$R_o = \frac{342^2}{3300} \Rightarrow R_o = 35,44 \Omega \Rightarrow R_o = 35 \Omega \quad (3.2)$$

$$R_e = R_o \left( \frac{n_p}{n_s} \right)^2 \quad (3.3)$$

$$R_e = 35 \left( \frac{39}{70} \right)^2 \Rightarrow R_e = 10,86 \Omega \Rightarrow R_e = 11 \Omega \quad (3.4)$$

### 3.4.2 Projeto dos elementos ressonantes.

O projeto dos elementos ressonantes  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_r$  e  $L_{deq}$ , é de fundamental importância para que se tenha a comutação por tensão zero (*turn-off ZVS*), em ambas as chaves do conversor. Deste modo, tendo em mãos a frequência de ressonância  $f_o$  e fator de qualidade  $Q_e$  referentes ao circuito série ressonante equivalente que representa de forma simplificada o comportamento do conversor, é possível calcular os valores aproximados que estes componentes deverão apresentar, de forma similar ao que fora feito [13].

Por meio da ferramenta computacional de simulação de circuitos PSIM<sup>®</sup> foi possível obter os valores de  $f_o$  e  $Q_e$  que melhor garantissem a comutação por tensão zero, sem que outras características importantes do conversor fossem afetadas. Para tanto, foram realizadas diversas simulações, com diferentes valores para ambas as variáveis até que se chegasse nos melhores resultados tanto de rendimento quanto de operação do conversor. Deste modo, definiu-se  $f_o = 38,6 \text{ kHz}$  e  $Q_e = 0,8$ , os quais puderam ser utilizados nos seguintes cálculos de projeto:

$$Q_e = \frac{\omega_r \cdot L_{deq}}{R_e} \quad (3.5)$$

$$L_{deq} = \frac{Q_r \cdot R_e}{\omega_r} \quad (3.6)$$



$$L_{deq} = \frac{0,75 \cdot 11}{2 \cdot \pi \cdot 38600} \Rightarrow L_{deq} = 34,02 \mu H \Rightarrow L_{deq} \approx 34 \mu H \quad (3.7)$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{deq} \cdot C_{eq}}} \quad (3.8)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{L_{deq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_o)^2} \quad (3.9)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{34 \cdot 10^{-6} (2 \cdot \pi \cdot 38600)^2} \Rightarrow C_{eq} = 0,5 \mu F \quad (3.10)$$

Assim, definindo  $C_1 = C_2 = C_r$ , de forma a garantir a uniformidade da operação do conversor e facilitar os cálculos, é possível determinados o valor destes componentes por meio das seguintes constatações e expressões matemáticas:

$$C_1 = C_2 = C_r \Rightarrow C_{eq1} = C_{eq2} \quad (3.11)$$

$$C_{eq} = C_{eq1} = \frac{C_1 \cdot C_r}{C_1 + C_r} \quad (3.12)$$

$$C_1 = C_2 = C_r = 2 \cdot C_{eq} \quad (3.13)$$

$$C_1 = C_2 = C_r = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-7} \Rightarrow C_1 = C_2 = C_r = 1 \mu F \quad (3.14)$$

### 3.4.3 Dimensionamento dos capacitores de amortecimento $C_{s1}$ e $C_{s2}$ .

O emprego dos capacitores de amortecimento  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  em paralelo com as chaves tem como função garantir a ocorrência da abertura das mesmas com corrente zero e mitigar eventuais picos de tensão que possam ser nocivos para o conversor como um todo. Nesse sentido, o dimensionamento destes capacitores deve levar em consideração o tempo morto existente entre os pulsos enviados às chaves (período no qual se tem a carga ou descarga dos mesmos) e o nível máximo de corrente proveniente da fonte e do indutor de entrada.

Da mesma forma como feito em [13], o nível máximo de corrente pode ser obtido a partir do pico de tensão no barramento (composto pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ ) e pela impedância de saída  $Z_0$  (composta pelo indutor  $L_{deq}$ , o capacitor ressonante  $C_r$  e a resistência equivalente  $R_e$ ). Assim, estabelecendo que  $C_{s1} = C_{s2}$ , a capacitância necessária para ambos pode ser calculada a partir de (3.19), tal como demonstrado a seguir:

$$Z_0 = \sqrt{R_e^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{deq} + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_r}\right)^2} \quad (3.15)$$

$$Z_0 = \sqrt{10^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot 50000 \cdot 34 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50000 \cdot 10^{-6}}\right)^2} \Rightarrow Z_0 = 17,1 \Omega \quad (3.16)$$

$$I_{max} = \frac{2 \cdot V_{Bpk}}{\pi \cdot Z_0} \quad (3.17)$$

$$I_{max} = \frac{2 \cdot 500}{\pi \cdot 17,1} \Rightarrow I_{max} = 18,62 A \quad (3.18)$$

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{I_{max}}{V_{Bpk}} \cdot T_d \quad (3.19)$$

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{18,62}{500} \cdot 1 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C_{s1} = C_{s2} \approx 37 nF \quad (3.20)$$

#### 3.4.4 Dimensionamento do indutor de entrada $L_{in}$ .

O dimensionamento do indutor de entrada está intrinsecamente ligado às características de pré-regulador de fator de potência (PFC) e de elevador de tensão que o conversor deve apresentar. Deste modo, deve ser executado visando a operação no modo de condução em corrente contínua e uma ondulação de corrente suficientemente baixa afim de que seja possível alcançar uma baixa distorção harmônica total (DHT). Assim sendo, devido ao fato de este conversor apresentar características similares ao conversor Boost, é possível calcular indutância o indutor de entrada, da mesma forma que fora feito em [52].

$$L_{in} = \frac{V_{i_{rms}} \cdot D_{med}}{\Delta I_{L\%} \cdot I_{i_{rms}} \cdot f_s} \quad (3.21)$$

$$L_{in} = \frac{220 \cdot 0,67}{10\% \cdot 15 \cdot 50000} \Rightarrow L_{in} = 1,965 mH \Rightarrow L_{in} \approx 2 mH \quad (3.22)$$

### 3.4.5 Dimensionamento do Capacitor de saída $C_o$ .

O capacitor de saída possui como principais funções armazenar toda a energia fornecida pelo indutor de entrada (promovendo a elevação da tensão de saída) e filtrar a componente harmônica de maior expressão que possui frequência de 120 Hz. Nesse sentido, o dimensionamento do capacitor de saída (ou banco de capacitores) pode ser feito da mesma forma que em [52], de onde se tem a seguinte expressão:

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot \Delta V_{o\%} \cdot V_o^2} \quad (3.23)$$

$$C_o = \frac{3300}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 1,5\% \cdot 342^2} \Rightarrow C_o = 2,494 \text{ mH} \Rightarrow C_o \approx 2,5 \text{ mH} \quad (3.24)$$

### 3.4.6 Dimensionamento do Indutor de saída $L_o$ .

O indutor de saída é um elemento essencial para amenizar os harmônicos existentes na corrente que é injetada na bateria. Nesse sentido, para este cálculo em específico tomou-se como base, a frequência de corte que melhor se adequasse ao projeto e a resistência interna da bateria, estimada em, aproximadamente 1  $\Omega$ . Assim sendo, igualando a impedância do indutor de saída com esta resistência, foi possível a obtenção da seguinte expressão:

$$L_o = \frac{R_{bat}}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \quad (3.25)$$

$$L_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 300} \Rightarrow L_o = 530,5165 \text{ } \mu\text{H} \Rightarrow L_o \approx 500 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.26)$$

## 3.5 Projeto dos elementos magnéticos do conversor.

Como visto anteriormente, os elementos magnéticos possuem um papel fundamental na operação do circuito de potência. Assim sendo, o correto projeto e fabricação dos mesmos, devem ser garantidos afim de que estes desempenhem sua função, de maneira mais próxima possível ao esperado na análise teórica do conversor. Neste sentido, mais adiante serão apresentados todos os cálculos e procedimentos desempenhados para a confecção destes componentes, bem como os materiais utilizados.

### 3.5.1 Projeto do Indutor de entrada $L_{in}$

Tendo em mão o seguinte núcleo magnético toroidal (**ANEXO A**) e seus respectivos parâmetros listados logo abaixo, fora possível calcular e definir todos os aspectos necessários para a confecção do indutor de entrada, baseando-se em [53]. Assim, todas as formulações e procedimentos realizados são apresentados de forma detalhada nesta seção.

- Núcleo: 3 x MMTS26T7716;
- Material do Núcleo: Sendust B26;
- Relação espiras/indutância –  $A_l = 37 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$ ;
- Diâmetro interno –  $d = 32 \text{ mm}$ ;
- Diâmetro externo –  $D = 94 \text{ mm}$ ;
- Altura –  $H_n = 47,7 \text{ mm}$ ;
- Volume –  $V_n = 135,9 \text{ cm}^3$ ;
- Densidade de Fluxo de saturação –  $\Delta B = 1,05 \text{ T}$ ;

Com a relação entre o número de espiras e a indutância do indutor sendo estabelecido através da constante  $A_l$ , é possível obter o número de espiras da seguinte forma:

$$A_l = \frac{L}{N^2} \quad (3.27)$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (3.28)$$

Assim, substituindo as variáveis da equação pelos seus respectivos valores, temos:

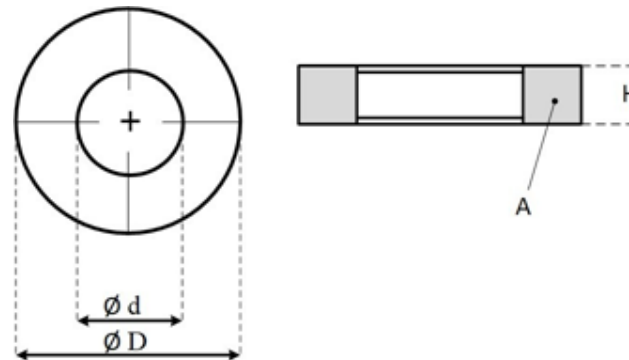
$$N_i = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-3}}{3,37 \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow N_i = 134,23 \quad (3.29)$$

Portanto, o número de espiras que será utilizado é  $N_i = 135$ .

Definido o número de espiras a serem utilizadas na confecção do indutor, deve-se agora verificar se a área ou volume interno do núcleo toroidal serão suficientes para acomodar todos

os enrolamentos. Para tanto, primeiro é calculado a área interna do mesmo e logo em seguida, determina-se a quantidade de condutores que serão colocados em paralelo, de forma a mitigar o efeito *skin*. Assim é possível obter a relação entre a área disponível do núcleo e a área ocupada pelos condutores ao final do processo de enrolamento do indutor e se, portanto, este é factível.

Figura 3.15 – Conceito ilustrativo do núcleo Toroidal e suas dimensões.



Fonte: Adaptado de [53].

A área interna do núcleo pode ser calculada através da seguinte equação:

$$A_n = \left( \frac{D}{2} - \frac{d}{2} \right) \cdot H_n \cdot 2 \quad (3.30)$$

$$A_n = \left( \frac{7,78}{2} - \frac{4,92}{2} \right) \cdot 4,77 \cdot 2 \Rightarrow A_n = 13,6422 \text{ cm}^2 \quad (3.31)$$

Afim de obter a correta relação de condutores em paralelos, necessários para a confecção do indutor, primeiro é preciso estipular qual o diâmetro máximo que o mesmo deve possuir e logo em seguida, escolher dentre os existentes no mercado, qual mais se adequa a este valor. Deste modo temos o seguinte:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (3.32)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{60}} \Rightarrow \Delta = 0,968 \text{ cm} \quad (3.33)$$

Onde o diâmetro máximo é obtido pela relação:

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.34)$$

$$d_{max} = 2 \cdot 0,968 \Rightarrow d_{max} = 1,9365 \text{ cm} \quad (3.35)$$

Assim, o condutor, cujo a bitola mais se adequa ao projeto é o AWG 16, cujo as especificações são dadas logo abaixo:

- AWG 16;
- $d_{cu} = 0,1291 \text{ cm}$ ;
- $A_{cu} = 0,0130901 \text{ cm}^2$ ;

Determinado a bitola do condutor a ser utilizado, é possível estipular quantos condutores deveram ser colocados em paralelo. Desta forma temos:

$$N_{cp} = \frac{A_{cu}}{A_{Skin}} \quad (3.36)$$

$$N_{cp} = \frac{0,0130901}{2,945} \Rightarrow N_{cp} = 0,004445 \quad (3.37)$$

Conclui-se, portanto, que nenhum condutor em paralelo será necessário, tendo cada espira do indutor, apenas um condutor em sua composição. Por fim, definido todos os parâmetros referentes aos enrolamentos, torna-se possível calcular a área de ocupação máxima que a espiras iram necessitar e assim, o fator de ocupação das mesmas, tido como sendo a razão entre a área disponível para os enrolamentos e o quanto efetivamente, será utilizado.

$$A_{espiras} = A_{cu} \cdot N_i \cdot N_{cpe} \quad (3.38)$$

$$A_{espiras} = 0,0130901 \cdot 135 \cdot 1 \Rightarrow A_{espiras} = 1,767 \text{ cm}^2 \quad (3.39)$$

$$F_u = \frac{A_{espiras}}{A_n} \quad (3.40)$$

$$(3.41)$$

$$F_u = \frac{1,767}{13,6422} \Rightarrow F_u = 0,1295 \Rightarrow F_u \approx 13\%$$

De posse das especificações de projeto do indutor, é possível estimar a perda total que o mesmo deverá apresentar quando estiver em operação. Deste modo, a mesma pode ser obtida, calculando separadamente a perda por condução (Perda Joulica), a perda magnética total e em seguida somando a duas.

Para calcular a perda por condução do indutor, primeiro é necessário determinar o comprimento total do condutor utilizado. Em seguida, sabendo que a resistividade do cobre é  $\rho = 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ , calcula-se a resistência interna do mesmo e com isso, a potência total dissipada devido as perdas Joulicas. Assim, temos:

$$l_{cu} = N_i \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot H_n] \quad (3.42)$$

$$l_{cu} = 135 \cdot [2 \cdot (7,78 - 4,92) + 2 \cdot 4,77] \Rightarrow l_{cu} = 20,601 \text{ m} \quad (3.43)$$

$$R_{cu} = \rho \cdot \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \quad (3.44)$$

$$R_{cu} = (1,72 \cdot 10^{-8}) \cdot \frac{20,601}{0,0130901 \cdot 10^{-4}} \Rightarrow R_{cu} = 0,27 \Omega \quad (3.45)$$

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot I_{in}^2 \quad (3.46)$$

$$P_{cu} = 0,27 \cdot 15^2 \Rightarrow P_{cu} = 60,75 \text{ W} \quad (3.47)$$

A perda magnética pode ser estimada através da expressão (), obtida de [54]. Assim para uma baixa frequência de operação de 60 Hz, a mesma é calculada da forma como se segue:

$$P_n = \Delta B^{2,048} \cdot (4,245 \cdot f + 0,0215 \cdot f^{1,980}) \cdot V_n \cdot 10^{-3} \quad (3.48)$$

$$P_n = 1,05^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 0,06 + 0,0215 \cdot 0,06^{1,980}) \cdot 135,9 \cdot 10^{-3} \quad (3.49)$$

$$P_n = 0,03826$$

Por fim, obtendo a perda total, temos:

$$P_T = P_{cu} + P_n \quad (3.50)$$

$$P_T = 60,75 + 38,26 \Rightarrow P_T = 99,01 \text{ W} \quad (3.51)$$

### 3.5.2 Projeto do Indutor de saída $L_o$

Assim como fora feito para o indutor de entrada, o indutor de saída também pode ser projetado, tomando como base os parâmetros físicos de um núcleo toroidal (**ANEXO B**) pré estabelecido (listados logo abaixo) e as informações e formulações presentes no trabalho [53]. Deste modo, todos os cálculos e procedimentos realizados para este fim, serão descritos nesta seção e apresentados mais adiante, da forma como se segue.

- Núcleo: MMT052T7713;
- Material do Núcleo: Pó de Ferro 052;
- Relação espiras/indutância  $A_l = 80 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$ ;
- Diâmetro interno –  $d = 49 \text{ mm}$ ;
- Diâmetro externo –  $D = 77,2 \text{ mm}$ ;
- Altura –  $H_n = 12,7 \text{ mm}$ ;
- Volume –  $V_n = 33,4 \text{ cm}^3$ ;
- Densidade de Fluxo de saturação –  $\Delta B = 1,4 \text{ T}$ ;

Inicialmente, a partir da relação () é possível estipular o número de espiras necessárias para o projeto deste indutor. Sendo assim, o cálculo é feito da seguinte:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (3.52)$$

$$N_i = \sqrt{\frac{520 \cdot 10^{-6}}{80 \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow N_i = 80,62 \quad (3.53)$$

Em que, arredondado o valor calculado, temos o número de espiras sendo  $N_i = 81$ .



Em seguida, afim de verificar se a área interna do núcleo toroidal será suficiente para acomodar todos os enrolamentos que este indutor deverá possuir, a mesma é calculada a partir da seguinte expressão:

$$A_n = \left( \frac{D}{2} - \frac{d}{2} \right) \cdot H_n \cdot 2 \quad (3.54)$$

$$A_n = \left( \frac{7,72}{2} - \frac{4,9}{2} \right) \cdot 1,27 \cdot 2 \Rightarrow A_n = 3,5814 \text{ cm}^2 \quad (3.55)$$

De forma a estimar o número necessário de condutores em paralelo, primeiro é estipulado qual o diâmetro máximo que estes poderão apresentar. Em seguida, escolhe-se qual dentre as diferentes bitolas AWG de fios de cobre, existentes no mercado mais se adequara a este projeto.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (3.56)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{120}} \Rightarrow \Delta = 0,68465 \text{ cm} \quad (3.57)$$

Onde o diâmetro máximo é obtido pela relação:

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.58)$$

$$d_{max} = 2 \cdot 0,68465 \Rightarrow d_{max} = 1,3693 \text{ cm} \quad (3.59)$$

Deste modo, é escolhido o condutor de bitola AWG 13, cujo as especificações são dadas logo abaixo:

- AWG 13;
- $d_{cu} = 0,183 \text{ cm}$ ;
- $A_{cu} = 0,02624 \text{ cm}^2$ ;

Assim, tendo em mãos o diâmetro exato da bitola do condutor a ser utilizado, pode-se agora estimar número de condutores que deveram ser colocados em paralelo, com o auxílio da expressão (3.60):

$$N_{cp} = \frac{A_{cu}}{A_{Skin}} \quad (3.60)$$

$$N_{cp} = \frac{0,02624}{1,4726} \Rightarrow N_{cp} = 0,01782 \quad (3.61)$$

Onde, portanto é possível concluir que nenhum condutor em paralelo será necessário, na confecção de cada uma das espiras. Sendo assim, definido todos os parâmetros referentes aos enrolamentos, torna-se possível agora, calcular a área de ocupação máxima que as espiras deveram apresentar ao final do seu enrolamento e, com isso, o fator de ocupação do indutor.

$$A_{espiras} = A_{cu} \cdot N_i \cdot N_{cpe} \quad (3.62)$$

$$A_{espiras} = 0,02624 \cdot 81 \cdot 1 \Rightarrow A_{espiras} = 2,1254 \text{ cm}^2 \quad (3.63)$$

$$F_u = \frac{A_{espiras}}{A_n} \quad (3.64)$$

$$F_u = \frac{2,1254}{3,5814} \Rightarrow F_u = 0,593466 \Rightarrow F_u \approx 60\% \quad (3.65)$$

De posse das especificações de projeto do indutor, é possível estimar a perda total que o mesmo deverá apresentar quando estiver em operação, da mesma forma como foi feito para o indutor de entrada. Deste modo, a mesma pode ser obtida, calculando separadamente a perda por condução (Perda Joulica), a perda magnética total e em seguida somando as duas.

$$l_{cu} = N_i \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot H_n] \quad (3.66)$$

$$l_{cu} = 81 \cdot [2 \cdot (7,72 - 4,9) + 2 \cdot 1,27] \Rightarrow l_{cu} = 6,6258 \text{ m} \quad (3.67)$$

$$R_{cu} = \rho \cdot \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \quad (3.68)$$

$$R_{cu} = (1,72 \cdot 10^{-8}) \cdot \frac{6,6258}{0,02624 \cdot 10^{-4}} \Rightarrow R_{cu} = 0,04343 \Omega \quad (3.69)$$

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot I_{in}^2 \quad (3.70)$$

$$P_{cu} = 0,29 \cdot 9^2 \Rightarrow P_{cu} = 3,51783 W \quad (3.71)$$

A perda magnética pode ser estimada através da expressão (), obtida de [54]. Assim para uma baixa frequência de operação de 60 Hz, a mesma é calculada da forma como se segue:

$$P_n = \Delta B^{2,048} \cdot (4,245 \cdot f + 0,0215 \cdot f^{1,980}) \cdot V_n \cdot 10^{-3} \quad (3.72)$$

$$P_n = 1,05^{2,048} \cdot (4,245 \cdot 0,12 + 0,0215 \cdot 0,12^{1,980}) \cdot 33,4 \Rightarrow P_n = 18,8 \quad (3.73)$$

Por fim, obtendo a perda total, temos:

$$P_T = P_{cu} + P_n \quad (3.74)$$

$$P_T = 3,51783 + 18,8 \Rightarrow P_T = 22,31783 W \quad (3.75)$$

### 3.5.3 Projeto do Transformador de Isolação

Assim como fora feito anteriormente, no projeto dos dois indutores, tendo em mão o seguinte núcleo magnético toroidal (anexo C) e seus respectivos parâmetros listados logo abaixo, fora possível calcular e definir todos os aspectos necessários para a confecção do indutor de entrada, baseando-se em [53] e [55]. Assim, todas as formulações e procedimentos realizados são apresentados de forma detalhada nesta seção.

- Núcleo: MMT520T103.75.30B;
- Material do Núcleo: Nanocristalino 520 521;
- Relação espiras/indutância  $A_{Lm} = 157 \cdot 10^{-6} H/esp^2$ ;
- Diâmetro interno –  $d = 75 mm$ ;
- Diâmetro externo –  $D = 103 mm$ ;
- Altura –  $H_n = 30 mm$ ;
- Volume –  $V_n = 99,8 cm^3$ ;

- Densidade –  $D_{nt} = 7,3 \text{ g/cm}^3$ ;
- Constante de Perda do núcleo –  $K_{fe} = 60,3166$ ;
- Constante de Perda do núcleo –  $\beta = 2,161$ ;
- Densidade de Fluxo de saturação –  $\Delta B = 1,25 \text{ T}$ ;

Inicialmente, é necessário determinar o número de enrolamentos que, tanto o primário quanto o secundário do transformador deverão apresentar, para que o mesmo possa funcionar como o esperado. Deste modo, primeiro é calculado a quantidades aproximada de enrolamentos que deveram existir no primário do transformador, através da expressão (3.76) e em seguida, tendo como requisito de projeto, a relação de transformação de  $\alpha = 1,75$  obtém-se quantidades aproximada de enrolamentos que o secundário devera possuir.

$$N_P = \sqrt{\frac{L_m}{A_{Lm}}} \quad (3.76)$$

$$N_P = \sqrt{\frac{36 \cdot 10^{-3}}{157 \cdot 10^{-6}}} \Rightarrow N_P = 15,1426 \quad (3.77)$$

$$N_S = N_P \cdot \alpha \quad (3.78)$$

$$N_S = 1,8 \cdot 15,1426 \Rightarrow N_S = 27,2567 \quad (3.79)$$

Onde arredondando, temos a quantidade final de enrolamentos para o primário de  $N_p = 15$  e para o secundário de  $N_s = 27$ .

Em seguida é preciso estimar o número de condutores em paralelo que cada espira devera possuir após o seu enrolamento. Assim, da mesma forma como fora feito para os indutores, primeiramente é calculado o diâmetro máximo que o condutor poderá apresentar, por meio da expressão (3.82), e depois escolhe-se dentre as opções existentes no mercado, qual bitola de condutor é a mais adequada para este projeto.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (3.80)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{50000}} \Rightarrow \Delta = 0,0335 \quad (3.81)$$

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.82)$$

$$d_{max} = 2 \cdot 0,0335 \Rightarrow d_{max} = 0,067 \text{ cm} \quad (3.83)$$

Deste modo, é escolhido o condutor de bitola AWG 22, cujo as especificações são dadas logo abaixo:

- AWG 22;
- $d_{cu} = 0,6438 \text{ cm}$ ;
- $A_{cu} = 0,0032553 \text{ cm}^2$ ;

Tendo os níveis de corrente RMS do primário e do secundário, obtidas por meio de simulação, a área do condutor a ser utilizado e tomando a densidade de corrente máxima como sendo  $J_{máx} = 300 \text{ A/cm}^2$ , é possível obter a área resultante que a junção em paralelo dos condutores de bitola AWG 22 deveram possuir, tanto para o enrolamento primário quanto para o enrolamento secundário. Assim sendo, temos o seguinte:

$$A_{cuT_p} = \frac{I_p}{J_{máx}} \quad (3.84)$$

$$A_{cuT_p} = \frac{24,73}{300} \Rightarrow A_{cuT_p} = 8,24 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2 \quad (3.85)$$

$$A_{cuT_s} = \frac{I_s}{J_{máx}} \quad (3.86)$$

$$A_{cuT_s} = \frac{13,7}{300} \Rightarrow A_{cuT_s} = 4,567 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2 \quad (3.87)$$

E portando, o número de condutores em paralelo no primário e no secundário são dados através das seguintes expressões:

$$N_{cpp} = \frac{A_{cuT_p}}{A_{cu}} \quad (3.88)$$

$$N_{cpp} = \frac{8,24 \cdot 10^{-2}}{3,247 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow N_{cpp} = 25,377 \quad (3.89)$$

$$N_{cps} = \frac{A_{cuT_s}}{A_{cu}} \quad (3.90)$$

$$N_{cps} = \frac{4,567 \cdot 10^{-2}}{3,247 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow N_{cps} = 14,0653 \quad (3.91)$$

Onde destes cálculos é possível concluir que, nos enrolamentos do primário, deverão haver ao menos 25 condutores AWG 22 em paralelo, enquanto que nos enrolamentos do secundário deverão haver ao menos 14 condutores AWG 22 em paralelo.

De posse de todos os parâmetros referentes aos enrolamentos, condutores e núcleo magnético, agora é possível verificar se o fator de utilização do transformador, tal como feito para os indutores anteriormente, apresenta um valor satisfatório e se de fato indica que este componente magnético é factível na pratica. Assim, de forma similar ao que foi feito anteriormente, o fator de utilização para este transformador toroidal pode ser obtido da seguinte forma:

A área interna do núcleo pode ser calculada através da seguinte equação:

$$A_n = \left( \frac{D}{2} - \frac{d}{2} \right) \cdot H_n \cdot 2 \quad (3.92)$$

$$A_n = \left( \frac{10,3}{2} - \frac{7,5}{2} \right) \cdot 3 \cdot 2 \Rightarrow A_n = 8,4 \text{ cm}^2 \quad (3.93)$$

$$A_{T_{\text{espiras}}} = A_{cu} \cdot (N_P \cdot N_{cpp} + N_S \cdot N_{cps}) \quad (3.94)$$

$$A_{T_{\text{espiras}}} = 0,003247 \cdot (15 \cdot 25 + 27 \cdot 14) \Rightarrow A_{T_{\text{espiras}}} = 2,445 \text{ cm}^2 \quad (3.95)$$

$$F_u = \frac{A_{T_{\text{espiras}}}}{A_n} \quad (3.96)$$

$$F_u = \frac{2,445}{8,4} \Rightarrow F_u = 0,2911 \Rightarrow F_u \approx 29 \% \quad (3.97)$$

Finalizado todos os cálculos de projeto do transformador, torna-se de grande interesse estimar a perda total que o mesmo deverá apresentar quando estiver em operação. Assim sendo, de forma similar ao que fora feito para os dois indutores, primeiro é calculado a perda por condução (Perda Joulica) para cada enrolamento (primário e secundário), em seguida a perda magnética, referente ao núcleo utilizado e por fim, a perda total é obtida somando-se todas estas anteriores.

Para o primário:

$$l_{cup} = N_p \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot H_n] \quad (3.98)$$

$$l_{cup} = 15 \cdot [2 \cdot (10,3 - 7,5) + 2 \cdot 3] \Rightarrow l_{cup} = 1,185 \text{ m} \quad (3.99)$$

$$R_{cup} = \rho \cdot \frac{l_{cup}}{A_{cup}} \quad (3.100)$$

$$R_{cup} = (1,72 \cdot 10^{-8}) \cdot \frac{1,185}{25 \cdot 0,0032553 \cdot 10^{-4}} \Rightarrow R_{cup} = 0,0025 \Omega \quad (3.101)$$

$$P_{cup} = R_{cup} \cdot I_p^2 \quad (3.102)$$

$$P_{cup} = 0,0025 \cdot 24,73^2 \Rightarrow P_{cup} = 1,53 \text{ W} \quad (3.103)$$

Para o secundário:

$$l_{cus} = N_s \cdot [2 \cdot (D - d) + 2 \cdot H_n] \quad (3.104)$$

$$l_{cus} = 27 \cdot [2 \cdot (10,3 - 7,5) + 2 \cdot 3] \Rightarrow l_{cus} = 3,13 \text{ m} \quad (3.105)$$

$$R_{cus} = \rho \cdot \frac{l_{cus}}{A_{cus}} \quad (3.106)$$

$$R_{cus} = (1,72 \cdot 10^{-8}) \cdot \frac{3,13}{14 \cdot 0,0032553 \cdot 10^{-4}} \Rightarrow R_{cus} = 0,0118 \Omega \quad (3.107)$$

$$P_{cus} = R_{cus} \cdot I_s^2 \quad (3.108)$$

$$P_{cus} = 0,0118 \cdot 13,7^2 \Rightarrow P_{cus} = 2,2147 \text{ W} \quad (3.109)$$

Calculando agora, a perda magnética máxima, tal como visto em [48]:

$$P_n = D_{nt} \cdot V_t \cdot K_{fe} \cdot \Delta B^\beta \quad (3.110)$$

$$P_n = 7300 \cdot 9,98 \cdot 10^{-5} \cdot 60,3166 \cdot 1,25^{2,161} \Rightarrow P_{nt} = 71,1726 \text{ W} \quad (3.111)$$

Por fim, obtendo a perda total, temos:

$$P_T = P_{cu} + P_n \quad (3.112)$$

$$P_T = 3,7447 + 71,1726 \Rightarrow P_T = 74,9173 \text{ W} \quad (3.113)$$



## 4 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE

### 4.1 Introdução

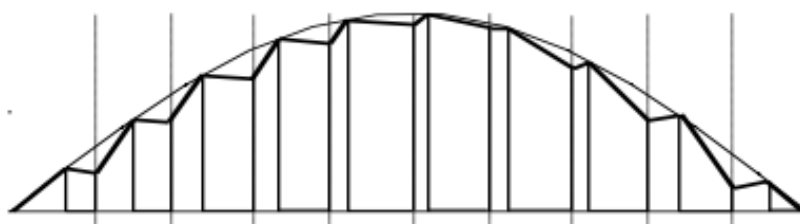
A estratégia de controle utilizada em conversores CA – CC que desempenham o papel de carregadores de bateria é de suma importância para a sua operação. A mesma tem como principal objetivo, promover a correta injeção de corrente na bateria, sem que seja gerado prejuízo tanto para a bateria quanto para a rede elétrica ao qual o carregador esteja conectado. Em virtude disso, nesta seção será apresentada a estratégia de controle utilizada para este projeto, bem como seus principais pontos e nuances.

### 4.2 Estratégia de controle implementada.

Para que o carregador de bateria veicular consiga desempenhar o seu papel da melhor forma possível e em conformidade com as normas vigentes, a estratégia de controle do mesmo deve contemplar as seguintes funções: regulação do fator de potência (PFC) conforme estabelecidos pelas normas IEC 61000-3-2 [56] e IEC 61851-21 [57]; controle de carga da bateria conforme estabelecido pela norma SAE J2929 [58]. Deste modo, tanto a integridade da rede elétrica local quanto a manutenção da vida útil da bateria podem ser garantidas.

Em se tratando do controle PFC, basicamente o mesmo consiste na imposição de uma corrente senoidal na entrada do conversor a partir de uma referência senoidal retificada que se encontre em fase com a tensão de entrada (figura 4.1), tal como visto em [59]. Deste modo, do ponto de vista da rede elétrica o conversor em questão passa a ser visto como uma carga resistiva (linear), onde a corrente drenada pelo mesmo se encontra com elevado fator de potência e característica senoidal com baixo DHT. Isso acaba por resultar em menos perdas tanto para a rede elétrica quanto para o conversor em si e menor incidência de harmônicos.

Figura 4.1 – Corrente de entrada de um conversor com controle PFC.



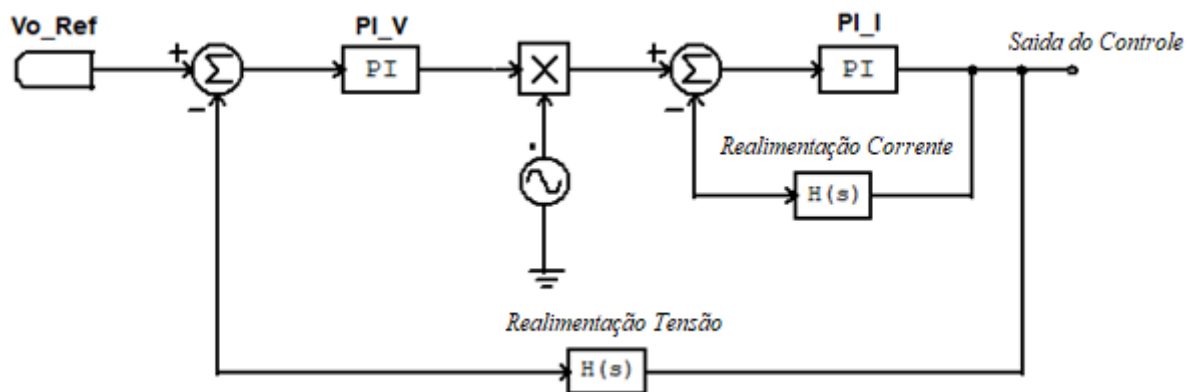
Fonte: Adaptado de [59].

De forma que fosse possível a implementar o PFC na prática, inúmeras estratégias de controle foram propostas e estudadas ao longo dos anos. Dentre estas, uma de grande destaque e amplamente presente na literatura, é o controle por corrente média [59]. Esta estratégia de controle basicamente consiste no controle e na imposição da corrente de entrada com o auxílio de um compensador Proporcional Integral (PI), que por sua vez é responsável por controlar a tensão de saída, também com o auxílio de um outro compensador Proporcional Integral (PI).

Basicamente, a estrutura lógica do controle por corrente média, é composta, de duas malhas, sendo uma externa e outra interna. A malha de controle externa é responsável pelo controle da tensão de saída. Para isso, a mesma compara a tensão de saída do conversor com uma referência e em seguida corrige o erro gerado, por meio de um compensador PI. O sinal resultante, é então multiplicado por um senoide retificada, que por sua vez é tida como referência para a malha interna, responsável por controlar a corrente de entrada do conversor. A mesma, então compara a corrente de entrada com sua referência e compensa o erro gerado com um segundo PI, resultando assim no sinal de saída final da lógica de controle.

De modo a explicitar com maior clareza, a lógica por traz do controle por corrente média, na figura 4.2 é apresentado um diagrama de blocos o qual evidência toda a estrutura de controle discutida.

Figura 4.21 – Estratégia de controle por corrente média.



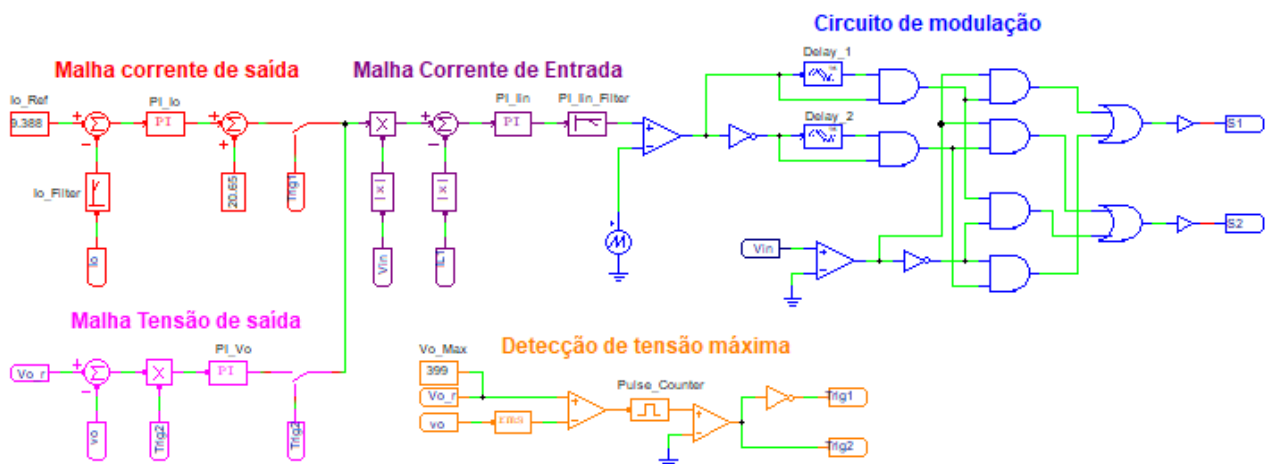
Fonte: Dados do próprio autor.

ão importante quanto o correto desempenho do controle PFC, para um conversor que atue como carregador de bateria veicular, o controle de carga possui um papel fundamental na operação do mesmo. Isso por que, tal controle tem como finalidade, promover a injeção controlada de corrente na bateria, resguardando a mesma de níveis perigosos de tensão e

corrente, que possam vir a comprometer a sua integridade e vida útil. Nesse sentido, diversas técnicas de controle de carga foram propostas ao longo dos anos e dentre elas talvez a de maior destaque e mais utilizada, seja o controle por corrente constante, tensão constante CC/CV (introduzida no capítulo 2).

De modo a integrar ambas as estratégias de controle (PFC e CC/CV) fundamentais para o funcionamento da estrutura de carregador veicular proposta, o arranjo lógico da malha de controle final, fora pensado tal como na figura 4.3. Nela é possível perceber que o controle PFC fora implementado tal como normalmente visto na literatura. No entanto, nesta estratégia, existe a presença de duas malhas externas no controle PFC, que se alternam ao longo do tempo. Sendo assim, em um primeiro instante a malha externa responsável por controlar a corrente injetada é inicialmente habilitada até que a tensão da bateria chegue a seu valor limiar. Nesse momento, essa malha é então desabilitada, dando lugar a malha responsável por controlar a tensão da bateria, mantendo-a constante até o fim do processo de carga.

Figura 4.3 – Lógica de controle implementada.



Fonte: Dados do próprio autor.

#### 4.2.1 Obtenção das funções de transferência do conversor proposto:

Para que se tenha a correta implementação do controle proposto, é de fundamental importância a obtenção de todas as funções de transferências, necessárias para o correto desempenho da lógica de controle introduzida anteriormente. Deste modo, devido a complexidade em se obter uma solução analítica para esta topologia, optou-se por exprimir as

funções de transferência, a partir do método demonstrado em [60]. Assim, foram obtidas as seguintes funções de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{I_{in}(s)} = 10 \frac{28,6}{s + 28,6} \quad (4.1)$$

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = 0,6 \frac{37}{s + 37} \quad (4.2)$$

$$\frac{I_{in}(s)}{D(s)} = 121,33 \frac{1338,33}{s + 1338,33} \quad (4.3)$$

Onde:

$\frac{V_o(s)}{I_{in}(s)}$  – Tensão de saída em função da corrente de entrada, no domínio de  $s$ .

$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)}$  – Corrente de saída em função da corrente de entrada, no domínio de  $s$ .

$\frac{I_{in}(s)}{D(s)}$  – Corrente de entrada em função da razão cíclica, no domínio de  $s$ .

#### 4.2.2 Projeto dos compensadores:

Tendo as funções de transferência em mãos, foi possível finalmente projetar os compensadores Proporcionais Integrais (PI) que melhor se adequassem ao controle proposto. Para tanto, com o auxílio da ferramenta computacional *Sisotool*, presente no *software* MATLAB®, foram obtidos, portanto, os seguintes compensadores para cada uma das malhas presentes na lógica de controle proposta:

$$\frac{PI_{v_0}(s)}{E_{v_0}(s)} = 0,4 \frac{s + 50}{s} \quad (4.4)$$

$$\frac{PI_{I_0}(s)}{E_{I_0}(s)} = 3 \frac{s + 50}{s} \quad (4.5)$$

$$\frac{PI_{I_{in}}(s)}{E_{I_{in}}(s)} = 0,1 \frac{s + 100}{s} \quad (4.6)$$

Onde:

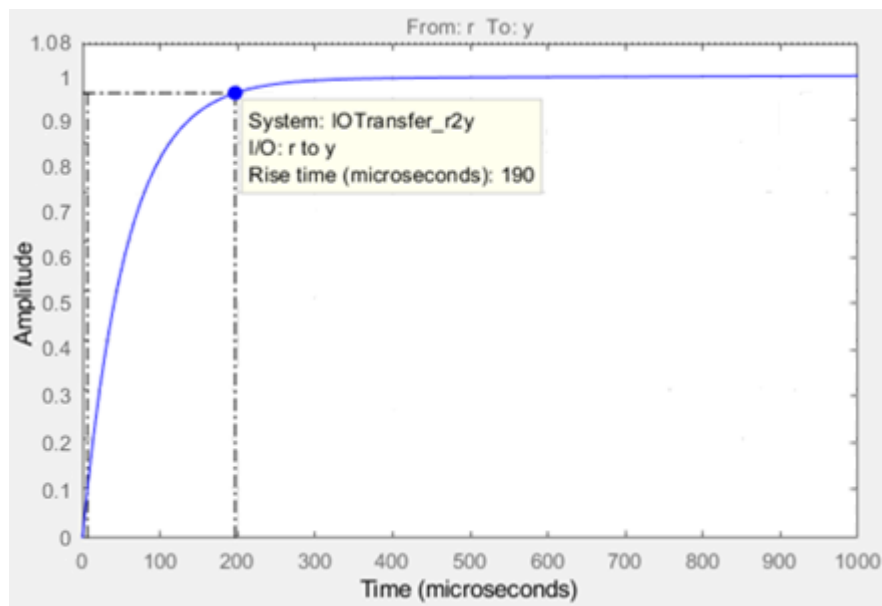
$$\frac{PI_{v_0}(s)}{E_{v_0}(s)} \text{ – PI referente a tensão de saída, no domínio de } s.$$

$$\frac{PI_{I_0}(s)}{E_{I_0}(s)} \text{ – PI referente a Corrente de saída, no domínio de } s.$$

$$\frac{PI_{I_{in}}(s)}{E_{I_{in}}(s)} \text{ – PI referente a Corrente de entrada, no domínio de } s.$$

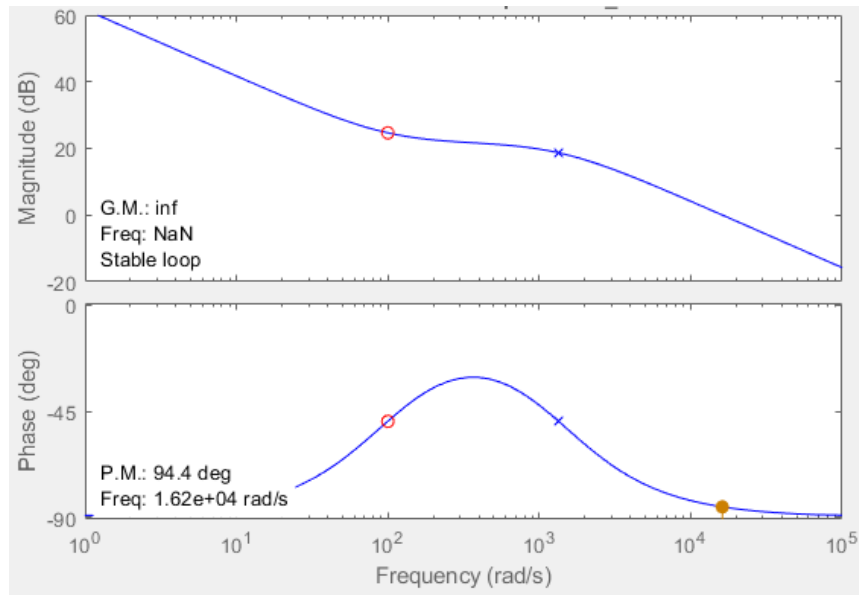
De modo a avaliar o comportamento de cada uma das malhas presentes no controle, após a inserção dos compensadores, nas figuras 4.4 a 4.9 foram ilustradas as diferentes respostas de cada uma das malhas do controle, tanto no domínio do tempo, quanto da frequência. Assim, nas figuras 4.4 e 4.5 são apresentadas as respostas da malha de controle da tensão de saída.

Figura 4.4 – Resposta da malha corrente de entrada por razão cíclica após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

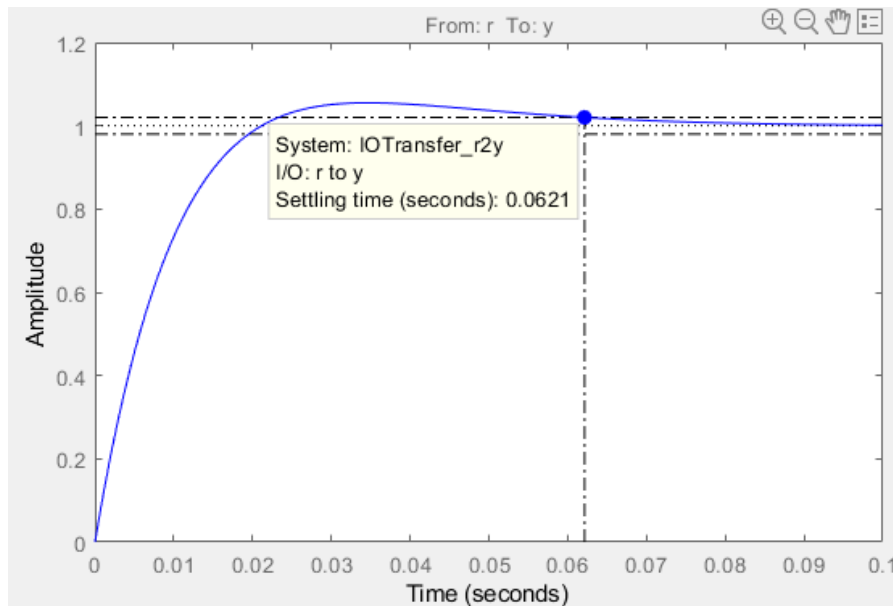
Figura 4.5 – diagrama de bode da malha corrente de entrada por razão cíclica após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

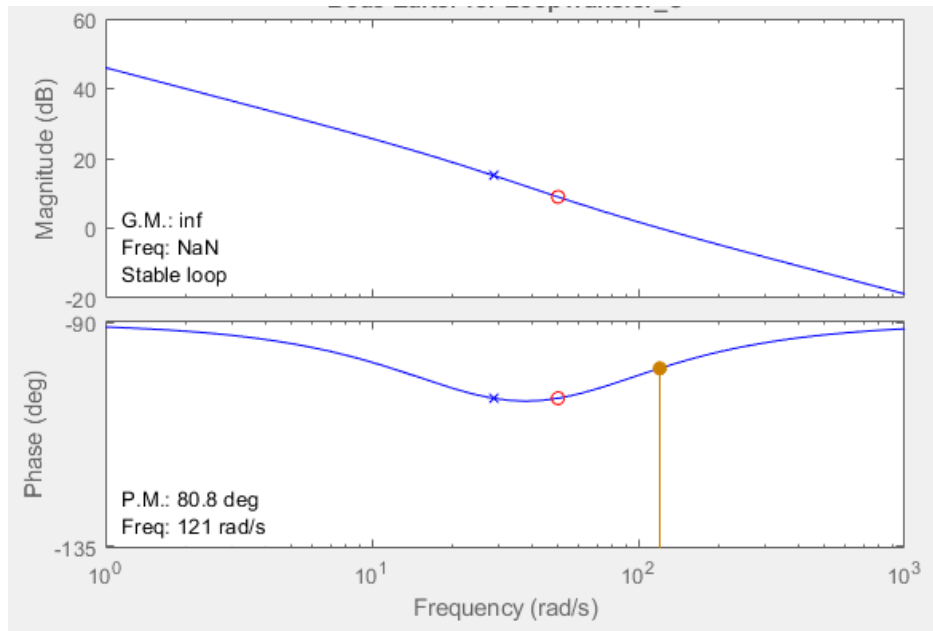
Onde pode-se observar uma resposta amortecida (sem *overshoot*) e um tempo de assentamento de 190 microsegundos. Já nas figuras 4.6 e 4.7, foram retratadas as respostas da malha de controle da corrente de saída.

Figura 4.6 – Reposta da malha tensão de saída por corrente de entrada após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

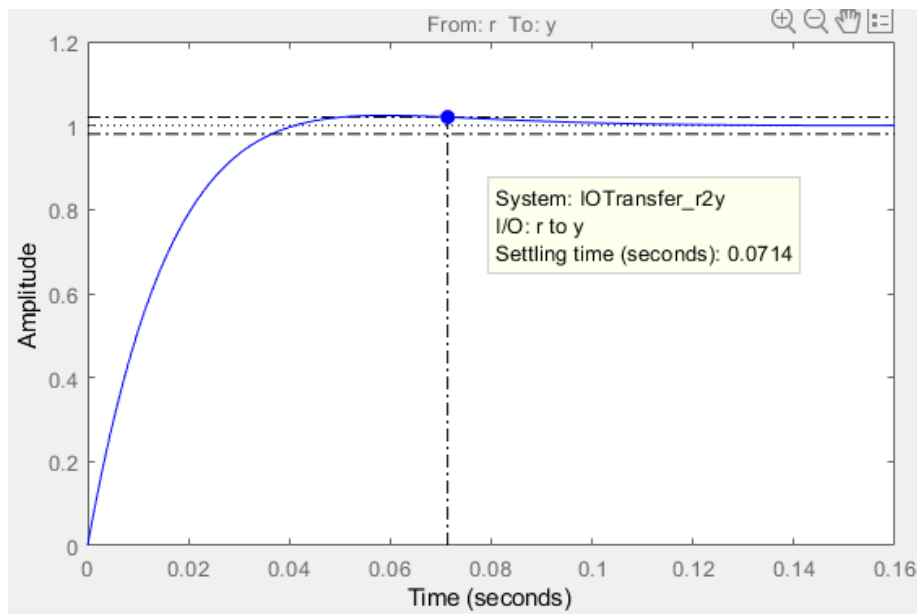
Figura 4.7 – diagrama de bode da malha tensão de saída por corrente de entrada após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

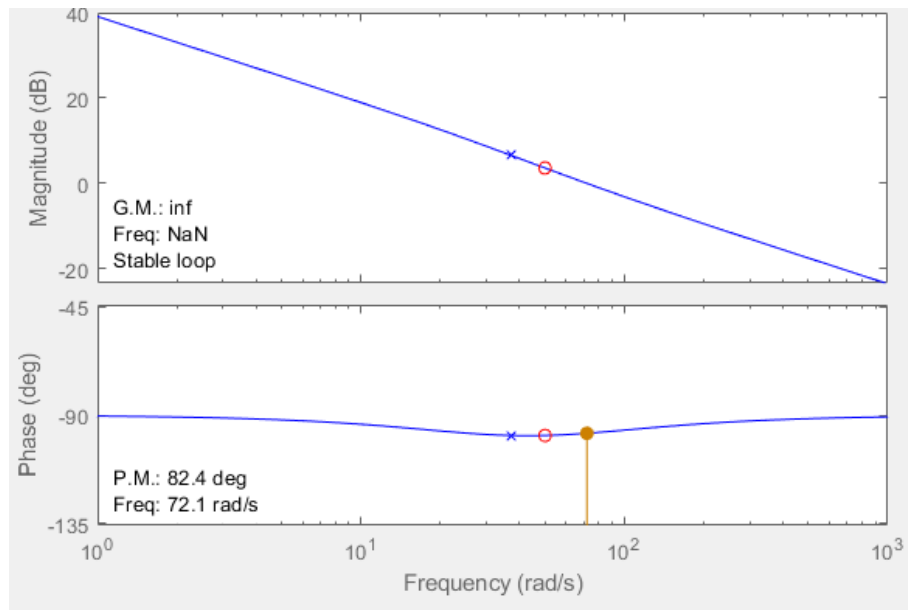
Onde pode-se observar um pequeno *overshoot* de 5,5% e um tempo de assentamento de 62 milissegundos. Por fim, nas figuras 4.8 e 4.9, foram retratadas as respostas da malha de controle da corrente de entrada de onde é possível observar um pequeno *overshoot* de 2,4% e um tempo de assentamento de 70 milissegundos.

Figura 4.8 – Resposta da malha corrente de saída por corrente de entrada após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.2 – diagrama de bode da malha corrente de saída por corrente de entrada após compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.



## 5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 Introdução

Este capítulo ilustra os resultados de simulação realizados na plataforma computacional PSIM<sup>®</sup> e os resultados experimentais obtidos através de um protótipo. Os resultados de simulação são importantes para a realização de testes, verificação e estudo de viabilidade da topologia proposta, além da consolidação da estratégia de controle. Após validação através da simulação, realiza-se a montagem do protótipo utilizando os parâmetros e valores obtidos e são executados diferentes ensaios para validação final da topologia apresentada neste trabalho para a aplicação desejada.

### 5.2 Simulações do circuito proposto

De posse dos parâmetros apresentadas na tabela 5.1 e com o auxílio do *software* de simulação circuitos PSIM<sup>®</sup>, fora possível montar o circuito de potência proposto, bem como toda a lógica de controle e modulação pensados para permitir o funcionamento do mesmo. Deste modo, com o objetivo de validar teoricamente a estrutura proposta, tanto como conversor CA – CC isolado quanto como carregador de bateria veicular, o mesmo foi simulado alimentando, em um primeiro momento, uma resistência como carga e logo em seguida promovendo a carga de uma bateria de Íon-Lítio de 342 V.

Em se tratando da estrutura do circuito de potência, a implementação foi pensada de forma a aproximar ao máximo os parâmetros da simulação aos presentes na pratica. Deste modo, foram utilizados os módulos denominados de *Thermal* (função própria do PSIM<sup>®</sup>) e discretizado na base de dados do PSIM<sup>®</sup> os dados e curvas do *datasheet* de todos os possíveis semicondutores que seriam usados na pratica. Já em relação à lógica de controle, a mesma foi desenvolvida inteiramente por meio da linguagem de programação C, enquanto que a modulação da mesma se dera através de um circuito envolvendo portas lógicas, responsável por modular e enviar os sinais de comando para as chaves de potência (IGBTs).

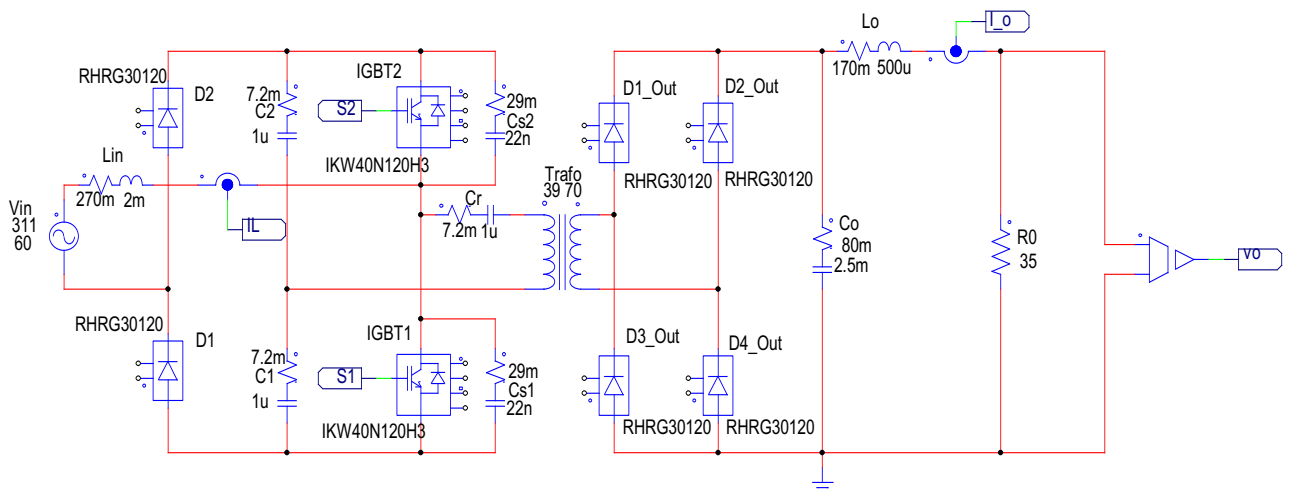
Tabela 5.1 - Parâmetros do projeto.

<b>Parâmetros do projeto</b>
Tensão da bateria, $V_0 = 342$ V
Potência de saída, $P_0 = 3,3$ kW
Tensão de entrada, $V_{in(rms)} = 220$ V
Frequência de chaveamento, $F_s = 50$ kHz
Indutor Boost, $L_{in} = 2000$ $\mu$ H
Capacitor de saída, $C_0 = 2500$ $\mu$ F
Capacitores $C_1$ , $C_2$ e $C_r = 1$ $\mu$ F
Indutor ressonante, $L_r = 30$ $\mu$ H
Capacitores de amortecimento, $C_{s1}$ e $C_{s2} = 37$ nF
Indutor de saída, $L_o = 500$ $\mu$ H
IGBT, IKW40N120H3
Diodo, RHRG30120

Fonte: Dados do próprio autor.

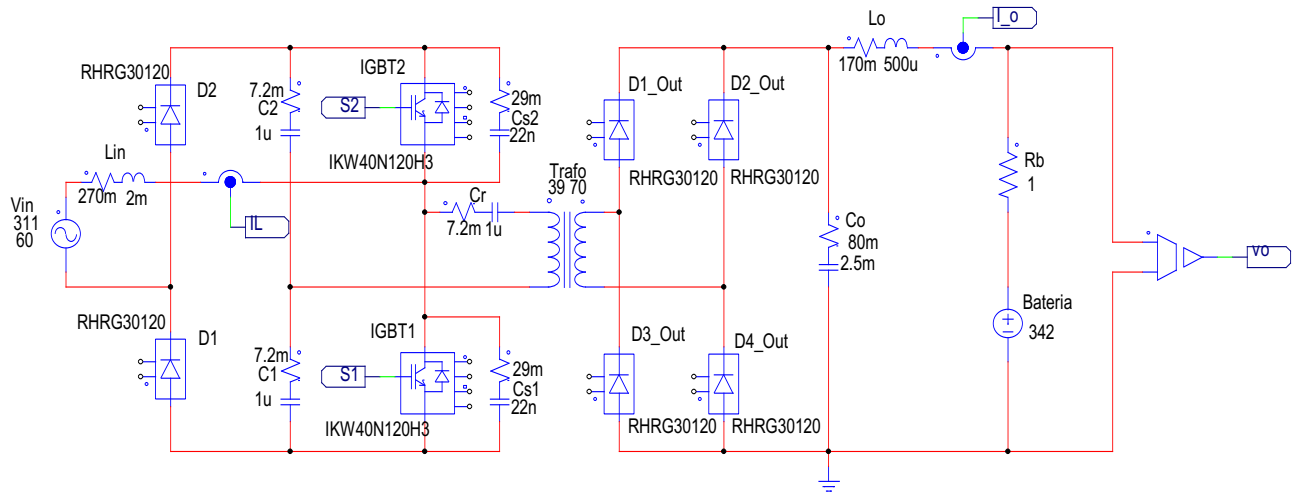
A Figura 5.1 e Figura 5.2 apresentam o arranjo do circuito de potência do conversor Boost em meia ponte sem diodo de retificação elaborado no PSIM<sup>®</sup>, alimentando uma resistência e uma bateria respectivamente. Por meio destas montagens e dos demais recursos do *software*, fora possível simular o comportamento do circuito proposto em regime permanente e em regime transitório, em ambas as situações. Deste modo pode-se analisar o comportamento da tensão de saída do conversor, das tensões nas chaves e nos demais semicondutores, bem como das correntes tanto de saída quanto de entrada.

Figura 5.1 - Circuito de potência do conversor proposto (carga resistiva).



Fonte: Dados do próprio autor.

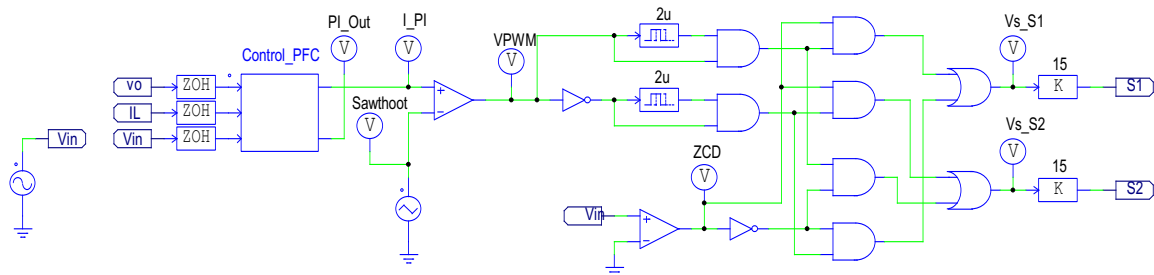
Figura 5.2 - Circuito de potência do conversor proposto (bateria).



Fonte: Dados do próprio autor.

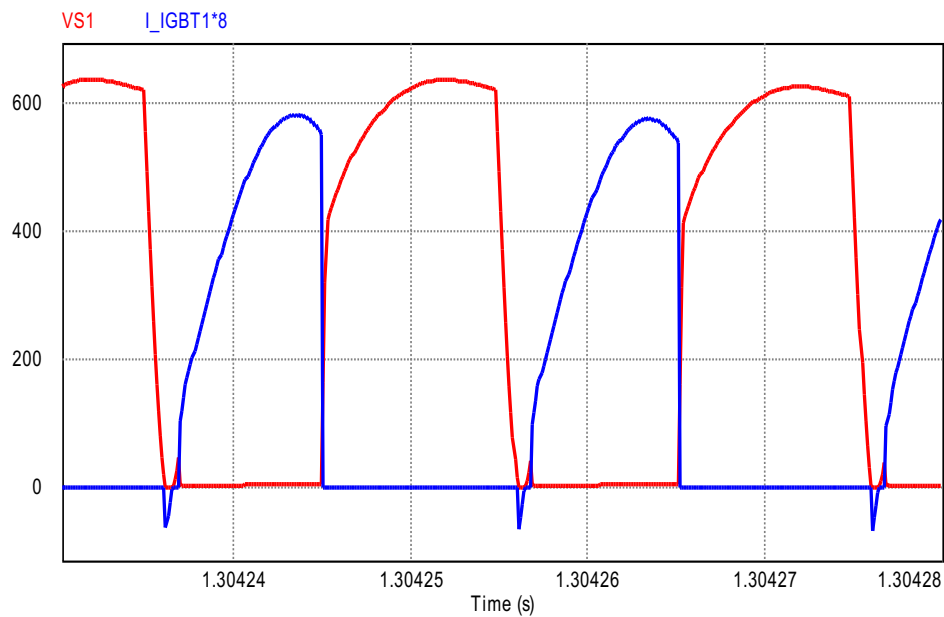
O esquema do controle implementado no simulador PSIM<sup>®</sup> pode ser visualizado na Figura 5.3. Nela é possível destacar o bloco de programação em C destinado a elaboração do código responsável por executar o controle do circuito de potência. Em seguida temos o circuito responsável pela modulação dos sinais enviados às chaves.

Figura 5.3 - Circuito de controle do conversor proposto.

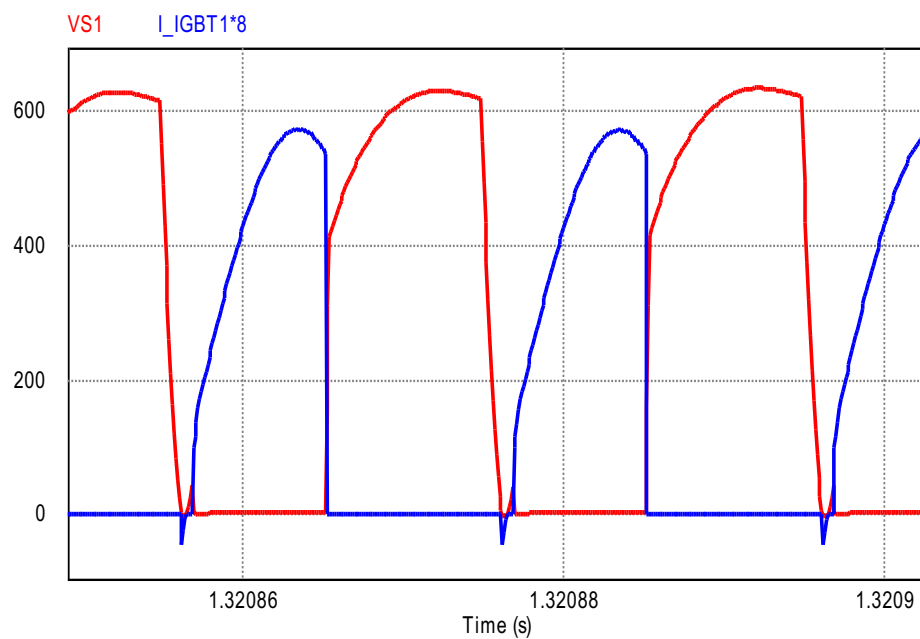


Fonte: Dados do próprio autor.

Abaixo é possível evidenciar os resultados de simulação apresentados pelo sistema descrito anteriormente. Sendo assim, nas Figura 5.4 e 5.5 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão entre dreno e *source* na chave  $S_1$ , em ambas as situações de alimentação (resistência e bateria). Nelas é possível notar que tanto a entrada quanto a saída de condução da mesma ocorrem com tensão nula. Além disso, também é possível perceber que, nos momentos de abertura da chave a mesma executa essa manobra com corrente nula.

Figura 5.4 - Tensão e corrente (multiplicada por 8) na chave  $S_1$  (carga resistiva).


Fonte: Dados do próprio autor.

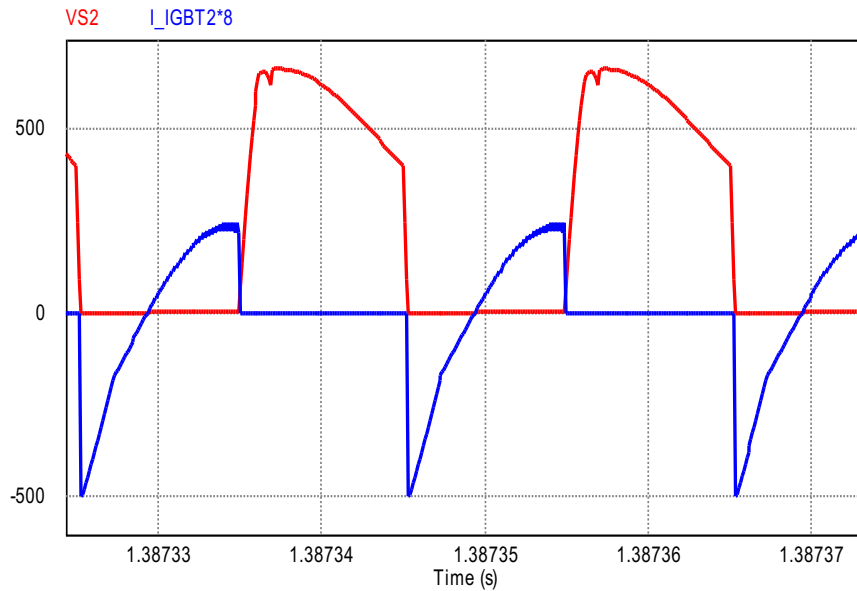
 Figura 5.5 - Tensão e corrente (multiplicada por 8) na chave  $S_1$  (bateria).


Fonte: Dados do próprio autor.

Já nas Figura 5.6 e 5.7, é possível observar que o mesmo ocorre para a chave  $S_2$ . Mesmo esta tendo formas de onda de tensão e corrente distintas das apresentadas pela chave  $S_1$ , ainda assim é possível notar que tanto a comutação por tensão zero, nos casos de fechamento da

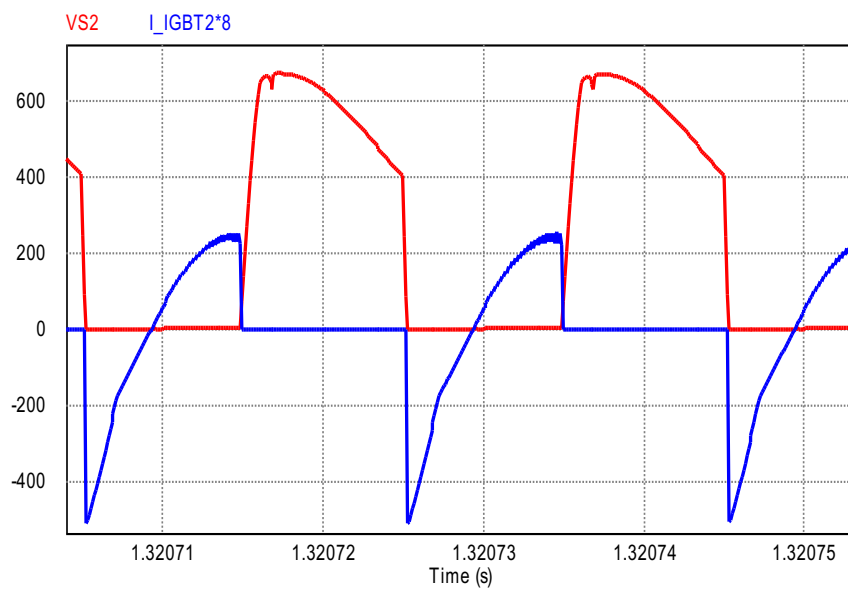
chave, quando a comutação por corrente zero nos casos de abertura da chave, ocorrem naturalmente como o esperado para esta topologia. Novamente, portanto, é possível concluir que as perdas por comutação para esta chaves, são também praticamente irrelevantes.

Figura 5.6 - Tensão e corrente (multiplicada por 8) na chave  $S_2$  (carga resistiva).



Fonte: Dados do próprio autor.

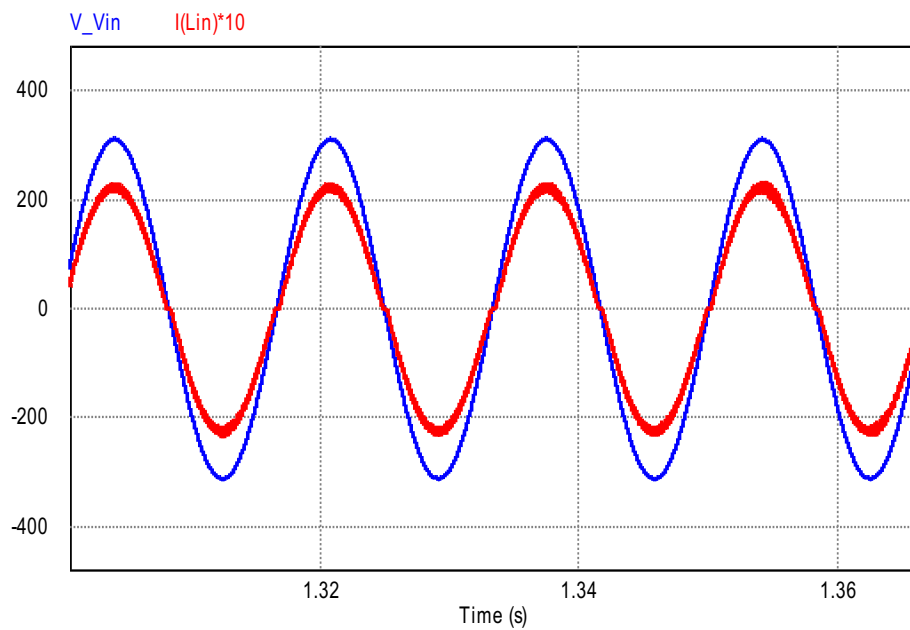
Figura 5.7 - Tensão e corrente (multiplicada por 8) na chave  $S_2$  (bateria).



Fonte: Dados do próprio autor.

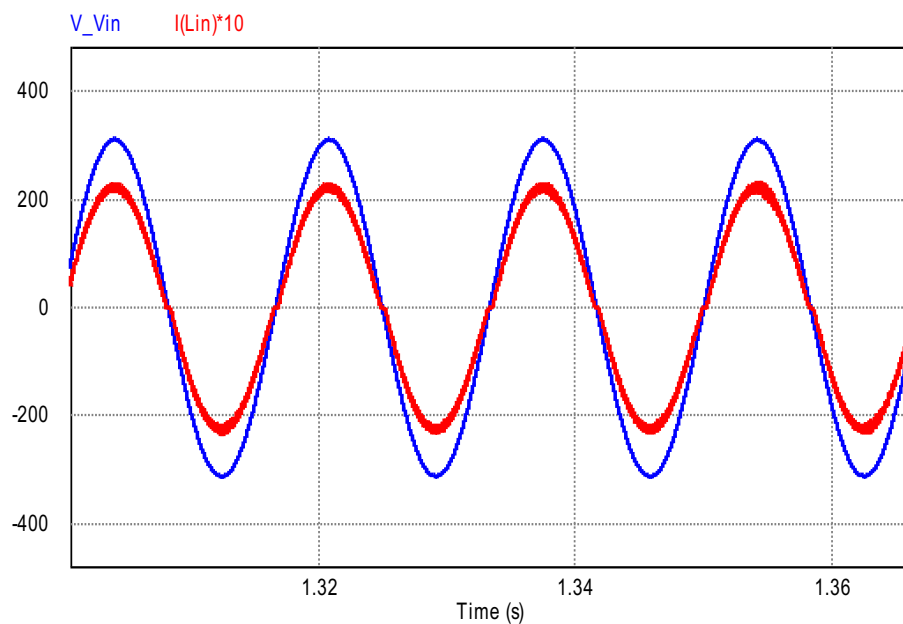
As Figura 5.8 e 5.9 apresentam a forma de onda da corrente de entrada em comparação com a da tensão de entrada. Nota-se que a corrente possui um formato senoidal e se encontra praticamente em fase com a tensão de entrada, o que resulta em um fator de potência de 0,98.

Figura 5.8 - Tensão e corrente de entrada do conversor (carga resistiva).



Fonte: Dados do próprio autor.

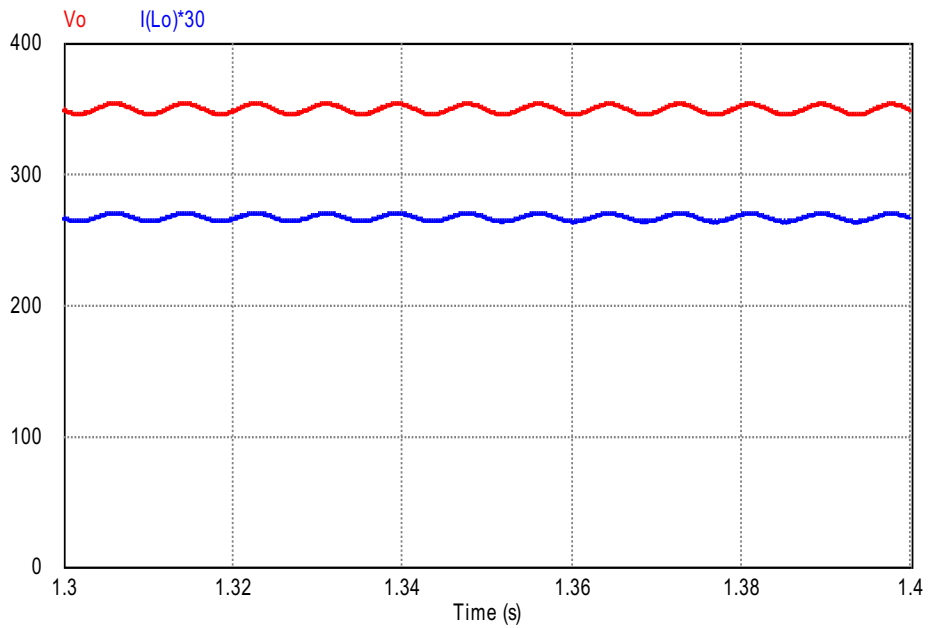
Figura 5.9 - Tensão e corrente de entrada do conversor (bateria).



Fonte: Dados do próprio autor.

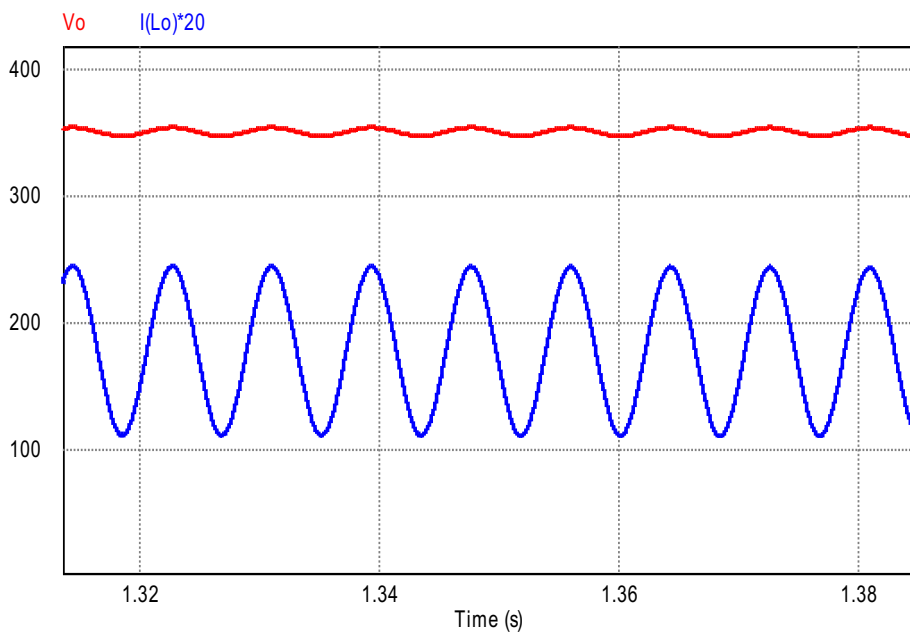
As Figura 5.10 e 5.11 apresentam as formas de onda da tensão e corrente saída. Analisando as mesmas, é possível notar a principal diferença entre a alimentação de uma carga resistiva e uma bateria, que é o *ripple* de corrente.

Figura 5.10 - Tensão e corrente de saída do conversor proposto (carga resistiva).



Fonte: Dados do próprio autor.

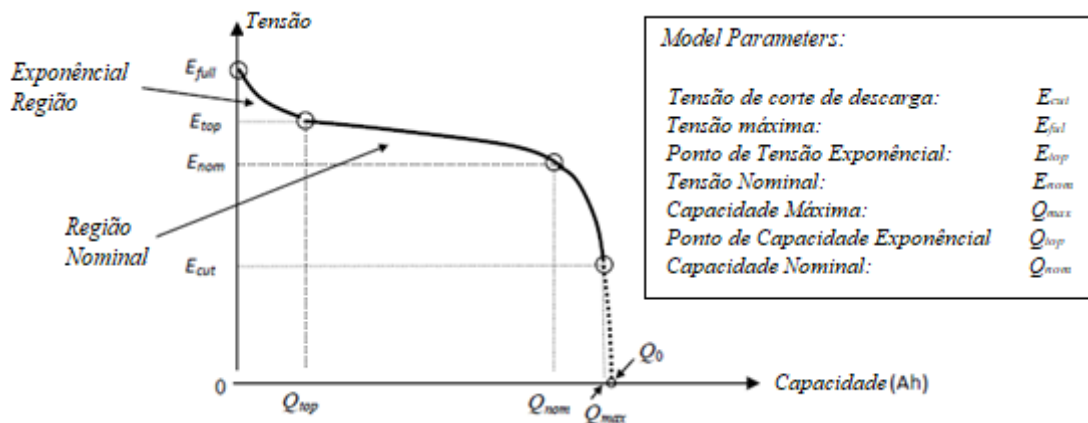
Figura 5.11 - Tensão e corrente de saída do conversor proposto (bateria).



Fonte: Dados do próprio autor.

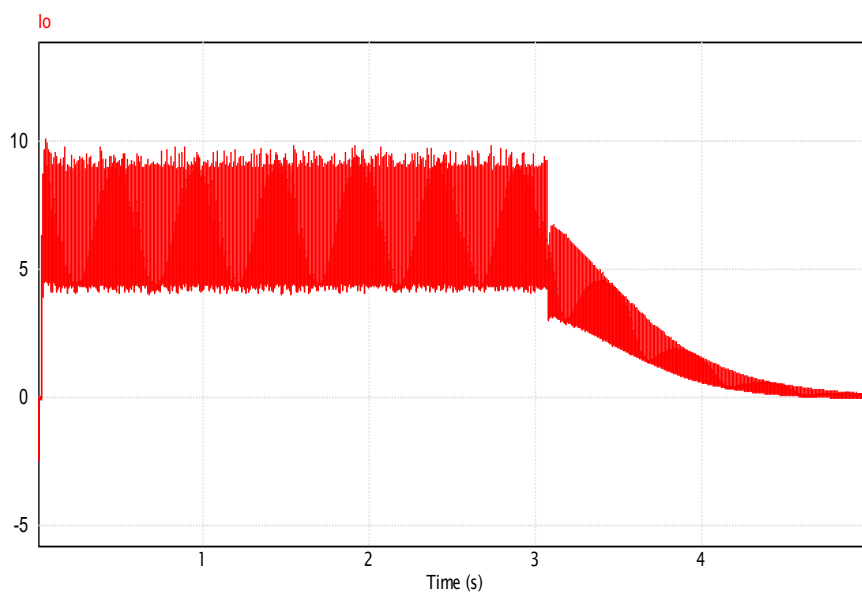
De forma a validar, em um primeiro momento a estrutura proposta como carregador de bateria, foi realizado a simulação da mesma, tendo como carga um modelo que emula o comportamento de bateria, presente no *software* PSIM®. Para tanto, de forma que fosse possível visualizar tanto a dinâmica de carga, quanto a dinâmica do conversor, alguns parâmetros da bateria, apresentados na Figura 5.12 (advindos da sua curva de descarga), foram manipulados de forma que toda a carga da mesma pudesse ser obtida em um intervalo de 5 segundos. Assim, nas figuras Figura 5.13 e Figura 5.14 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída respectivamente.

Figura 5.12 – Curva de descarga e parâmetros da Bateria.



Fonte: Adaptado pelo autor de [61].

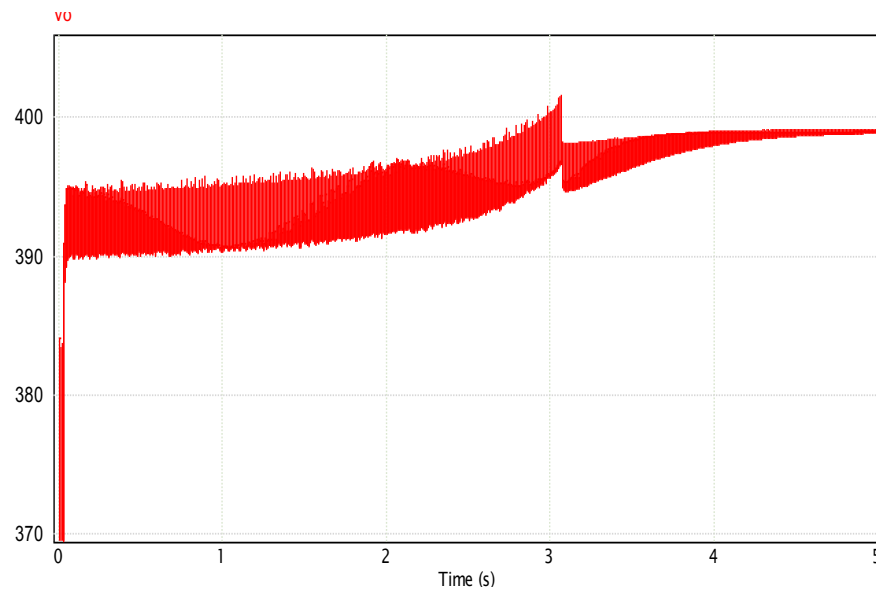
Figura 5.13 – Corrente de carga da Bateria.



Fonte: Dados do próprio autor.



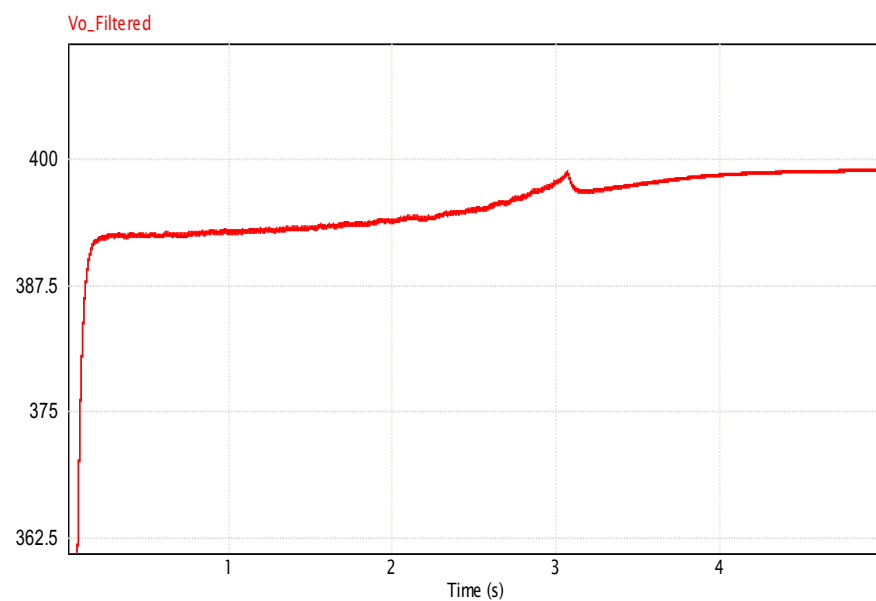
Figura 5.14 - Tensão de carga da Bateria.



Fonte: Dados do próprio autor.

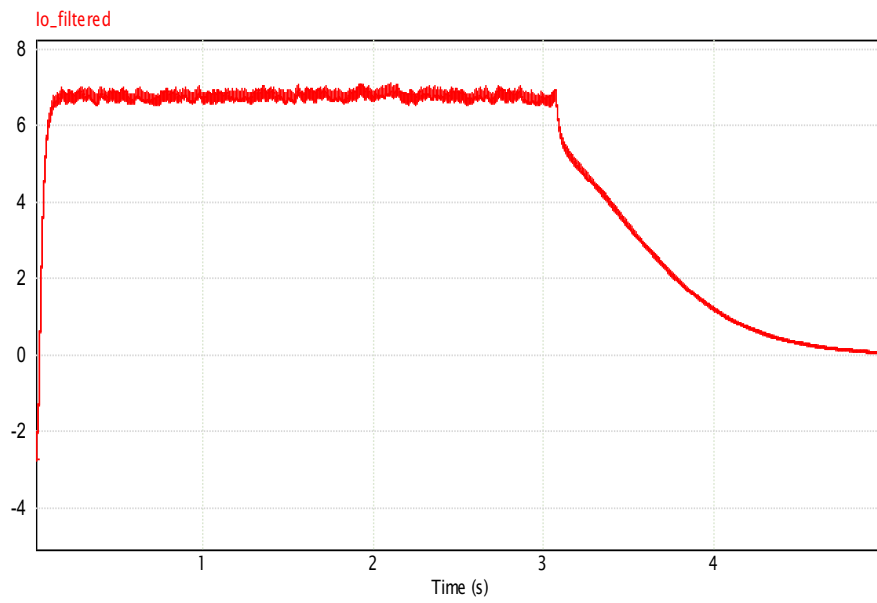
Afim de que fosse possível obter uma melhor visualização acerca do comportamento da tensão e da corrente de saída, durante o processo de carga da Bateria, ambas as curvas foram filtradas, de forma a permitir com que as imagens possuíssem um aspecto mais limpo. Deste modo, nas Figuras 5.15 e 5.16, são apresentadas a tensão e a corrente de saída, após a remoção das harmônicas de frequência 120 Hz.

Figura 5.15 - Tensão de carga da Bateria, após o filtro.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.16 - Corrente de carga da Bateria, após o filtro.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 5.3 Resultados Experimentais

Após a realização de todo o estudo teórico do conversor, referente a princípios de operação e projeto do mesmo, além de uma extensa e sólida validação inicial a partir da simulação computacional, foi possível realizar a construção do protótipo a partir das especificações listadas na Tabela 5.1. Em seguida foram feitos diversos procedimentos de calibragem nos circuitos de aquisição de sinal, bem como o código responsável por controlar e acionar devidamente a estrutura, o qual foi embarcado no DSP TMS320F28335 (anexo D). Por fim, foram realizados diversos ensaios na medida do possível, no laboratório NUPEP afim de que fosse validada a estrutura proposta.

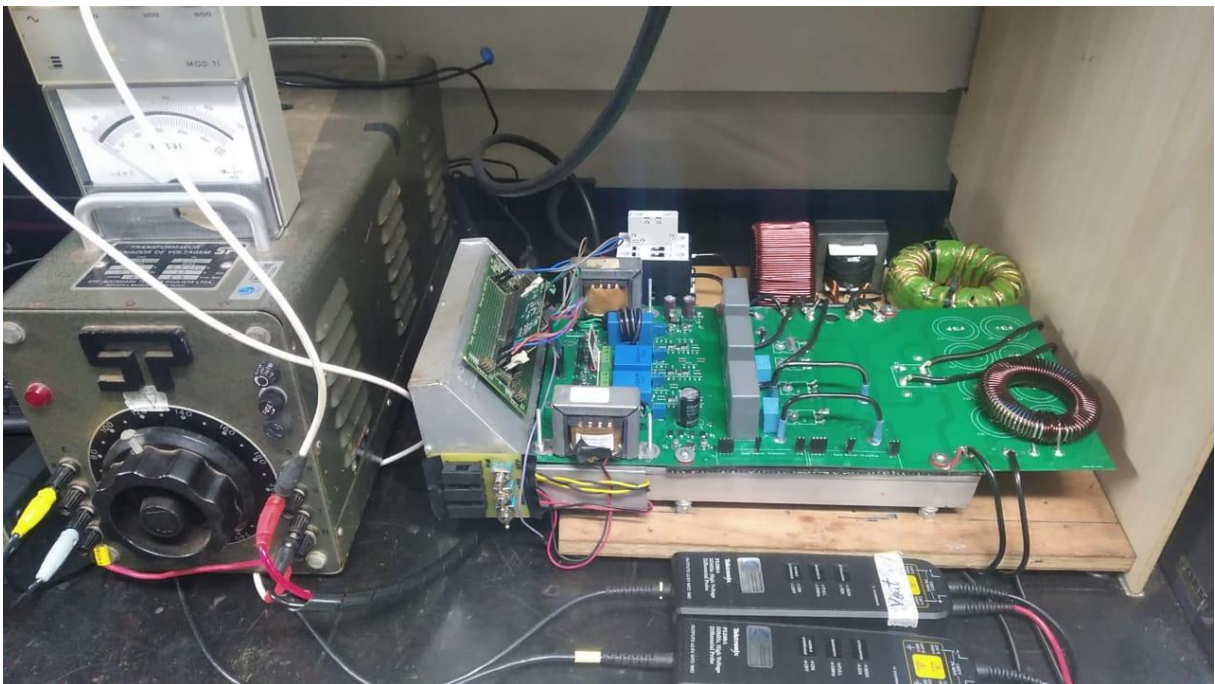
Em virtude das diversas dificuldades enfrentadas ao longo do desenvolvimento da pesquisa, em função da pandemia do coronavírus e da dificuldade em se obter todos os componentes necessários para a construção do protótipo proposto (anexo E), não foi possível realizar em tempo hábil os testes pretendidos à potência nominal de 3 kW. Assim sendo, para que fosse possível validar a topologia proposta na prática (figura 5.17) da melhor forma possível, foram realizados testes para quatro níveis de potências 100 W, 150 W, 225 W e 450 W, mantendo a tensão de saída fixa em 150 V. Em seguida, todos os dados e formas de onda foram comparados com simulações, obtidas nas exatas mesmas circunstâncias.

Tabela 5.2 - Especificações do conversor proposto

<b>Especificação de projeto</b>	
Tensão de saída, $V_0$ (avg) = 150 V	
Potência de saída, $P_{0\text{máx}}$ = 450 W	
Tensão de entrada, $V_{\text{in}}$ (rms) = 220 V	
Frequência de chaveamento = 50 kHz	
Fator de potência = 0.98	
<b>Conversor Boost em Meia Ponte sem Diodo de Retificação</b>	
Indutor ressonante, $L_r = 30 \mu\text{H}$	Indutor Boost, $L_{\text{in}} = 2000 \mu\text{H}$
Capacitores do barramento e ressonante, $C_r = 1 \mu\text{F}/1200 \text{ V}$	Indutor de saída, $L_o = 500 \mu\text{H}$
Chave $S_1$ , IGBT IKW40N120H3	Filtro capacitivo, $C_0 = 2500 \mu\text{F}$
Chave $S_2$ , IGBT IKW40N120H3	Capacitores de amortecimento, $C_{\text{sc}} = 37 \text{ nF}/1.6 \text{ kV}$
Diodos de Potência, RHRG30120	Carga máx., $50 \Omega$

Fonte: Dados do próprio autor.

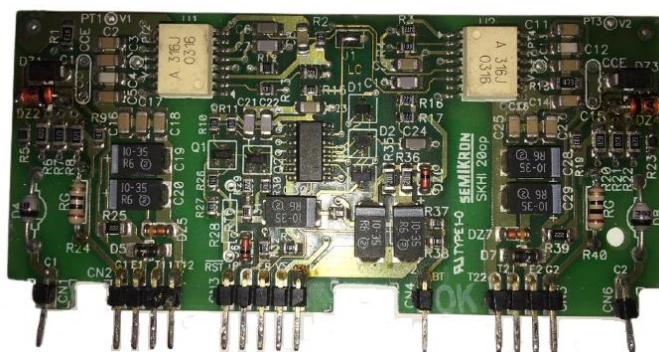
Figura 5.17 - Protótipo do conversor Boost em meia ponte sem diodo de retificação.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para que fosse feito o acionamento do braço do conversor, composto pelas duas chaves utilizou-se o módulo *gate driver* duplo SKHI-10op da Semikron®, apresentando na figura 5.18. Basicamente, este módulo tem como principais funções as seguintes: garantir o correto envio dos pulsos e o acionamento das chaves; atuar como fonte de corrente nos transitórios de cada pulso sem com que este pico de corrente seja drenado do microcontrolador; impedir a qualquer custo, que ambas as chaves do braço sejam acionadas ao mesmo tempo; promover o isolamento do circuito de controle (microcontrolador) em relação ao circuito de potência.

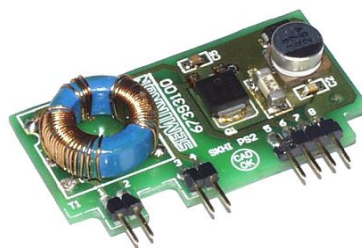
Figura 5.18 - Placa do circuito de gatilho duplo SKHI 20op da Semikron.



Fonte: Dados do próprio autor.

Além do módulo *gate driver*, também fora necessário a utilização de uma fonte isolada para o mesmo, sendo esta a SKHI PS2 da Semikron<sup>®</sup>, apresentada na figura 5.19. De maneira geral, esta fonte é constituída de um simples conversor CC – CC isolado de baixa potência, o qual é alimentado com 15 V na entrada e fornece um sinal de onda quadrada em alta frequência, de 24 V de pico em sua saída.

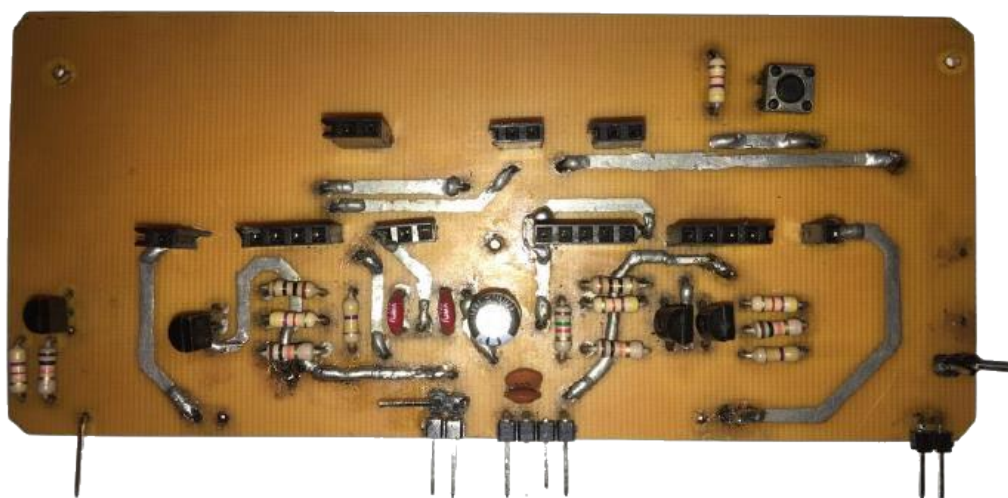
Figura 5.19 - Fonte para *gate driver* SKHI PS2 da Semikron.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com a montagem do circuito de acionamento, composto pelo *gate-driver* duplo e pela fonte do mesmo, foi preciso um segundo circuito responsável por converter os sinais de 0 a 3,3 V provenientes do microcontrolador, em sinais de 0 a 15 V, requeridos pelo *gate-driver* em questão. Assim sendo, na figura 5.20 é apresentada o circuito de conversão desenvolvido, o qual fora pensado e construído sob medida, para essa aplicação específica.

Figura 5.20 - Placa de condicionamento de sinais digitais.

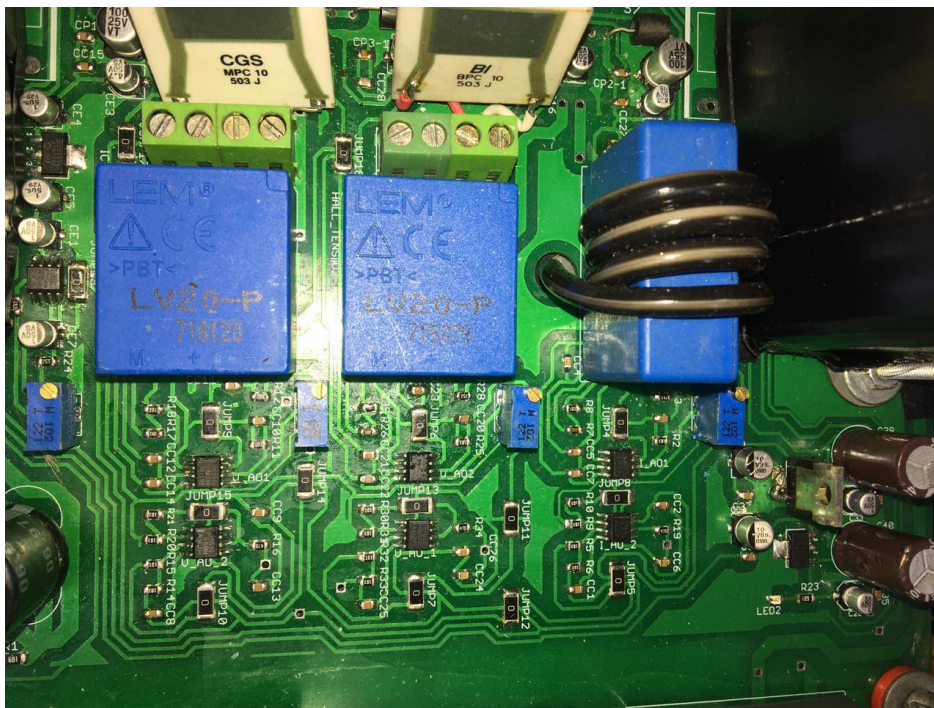


Fonte: Dados do próprio autor.



O circuito de condicionamento (figura 5.21) e aquisição de sinais fora pensando de modo a compor, juntamente ao circuito de potência e as fontes de alimentação auxiliares, uma única placa de circuito impresso, evitando assim a utilização de fios externos à mesma. Tais circuitos possuem como principal função sensoriar as variáveis requeridas pelo controle (Tensão de entrada, tensão de saída e corrente de entrada) e tratar as mesmas, a partir de filtros ativos envolvendo amplificadores operacionais, de forma a adequar os sinais de frequências desejadas aos níveis de tensão requeridos pelo microcontrolador.

Figura 5.21 - Placa de condicionamento de sinais analógicos.



Fonte: Dados do próprio autor.

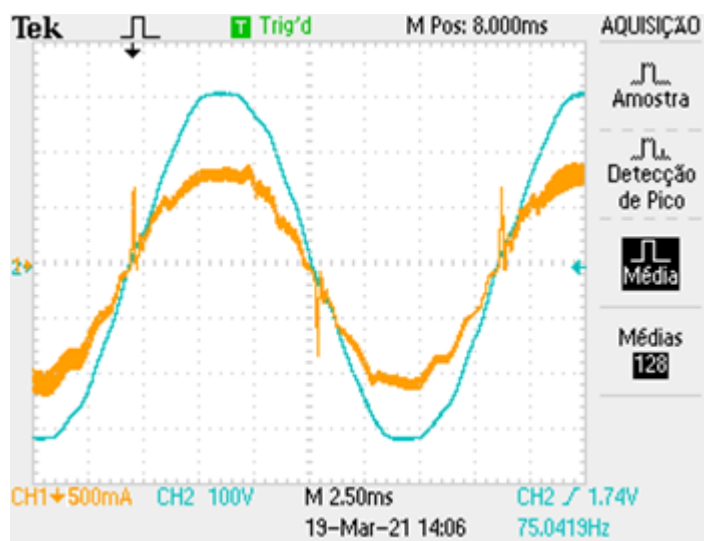
### 5.3.1 Análise dos resultados práticos

Tal como mencionado anteriormente, um total de quatro ensaios foram realizados de forma a validar a topologia para além dos resultados de simulação obtidos. Neste intuito, com a finalidade de assegurar todos os resultados computacionais obtidos anteriormente, a potência nominal de 3 kW, todos as formas de onda e resultados práticos obtidos e apresentados mais adiante, serão comparados a simulações computacionais feitas, tendo em vista as exatas condições de testes obtidas, na prática para a carga resistiva.

Teste a 100 W e 150 V de saída:

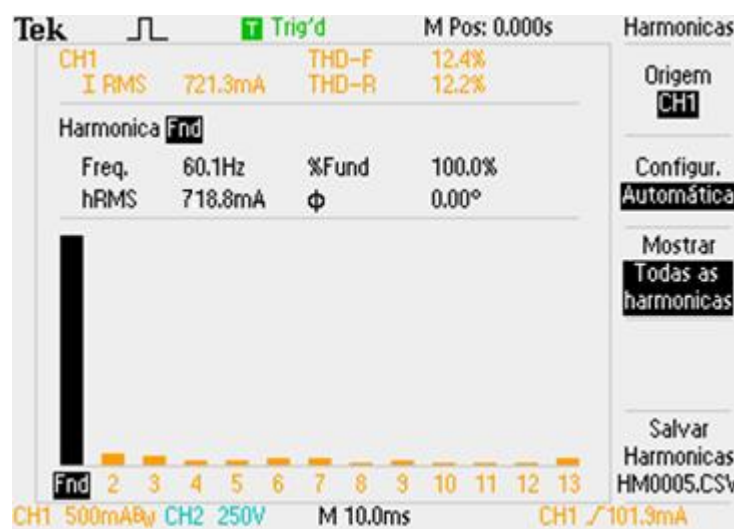
Nas Figuras 5.22 e 5.23 são apresentadas a formas de onda da corrente de entrada e a análise de DHT obtidas na prática, enquanto que na Figura 5.24 é apresentado a análise das harmônicas em relação a norma IEC 61000-3-2. Já na figura 5.25, é apresentado a forma de onda da corrente de entrada e o valor do DHT da mesma, obtidos a partir de simulação nas mesmas condições do ensaio prático.

Figura 5.22 – Tensão de entrada e corrente de entrada para 100W.



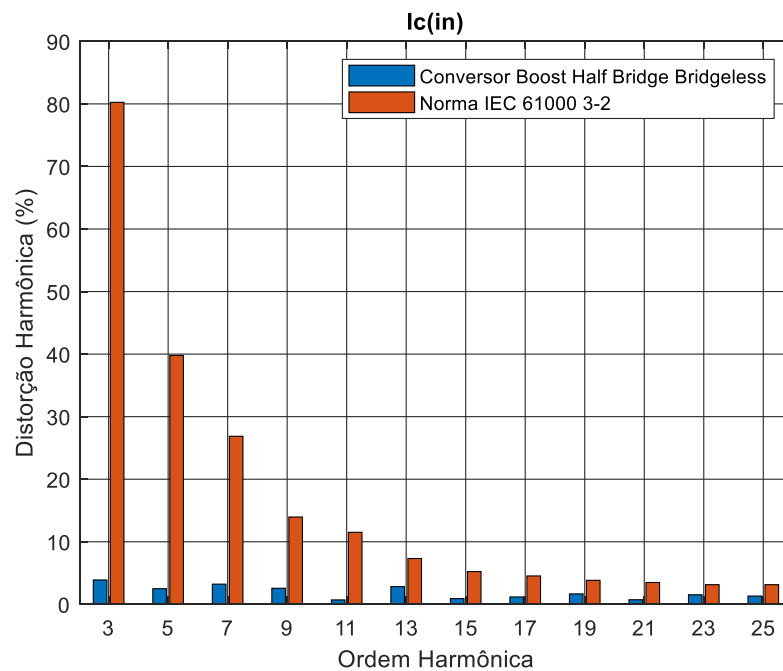
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.23 – Componentes harmônicas da corrente para 100W.



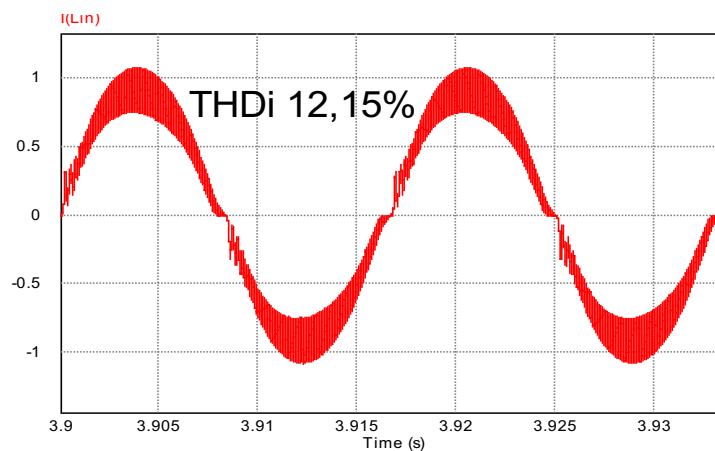
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.24 – Comparação das harmônicas da corrente com a norma para 100W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.25 – Corrente de entrada na simulação para 100 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

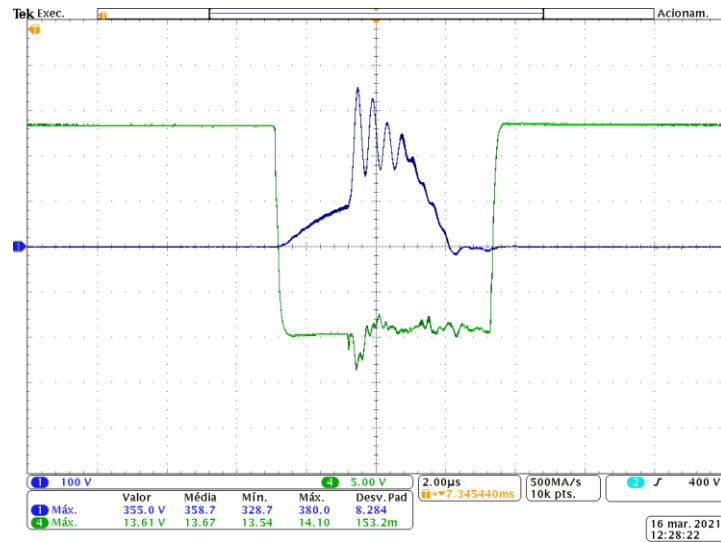
Em ambas as figuras, é possível notar uma distorção, ainda proeminente na corrente de entrada, ainda que a mesma esteja dentro dos níveis aceitos pela norma. Isso, de fato já era esperada e pode ser facilmente verificado na simulação, uma vez que, devido a sua característica de conversor série ressonante, o mesmo não apresenta um bom desempenho em termos de rendimento e DHT da corrente de entrada em potências muito abaixo da nominal.

Nas figuras 5.26 e 5.27, são apresentadas as formas de onda da tensão nas chaves e do pulso de acionamento enviado as mesmas. Nelas, é possível verificar a ocorrência total do ZVS



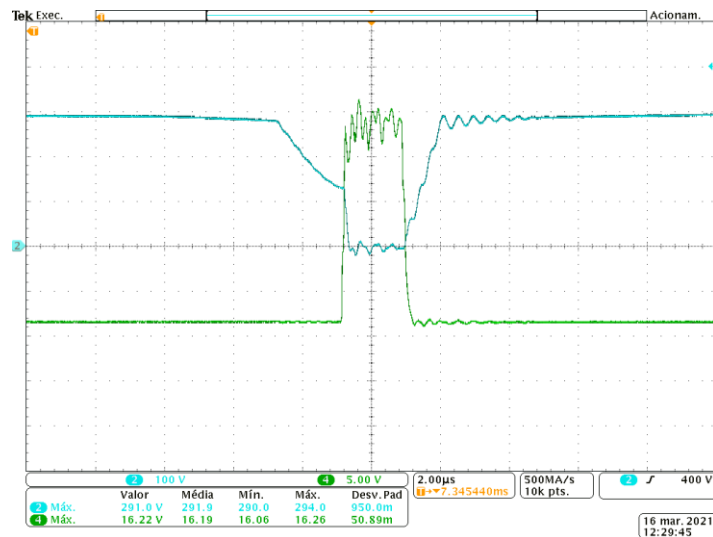
na chave 2, enquanto que na chave 1 isso não ocorre completamente. Este fato também pode ser explicado pelo baixo nível de potência aplicado ao conversor do tipo série ressonante.

Figura 5.262 – Tensão e pulso de acionamento da chave 2 para 100 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

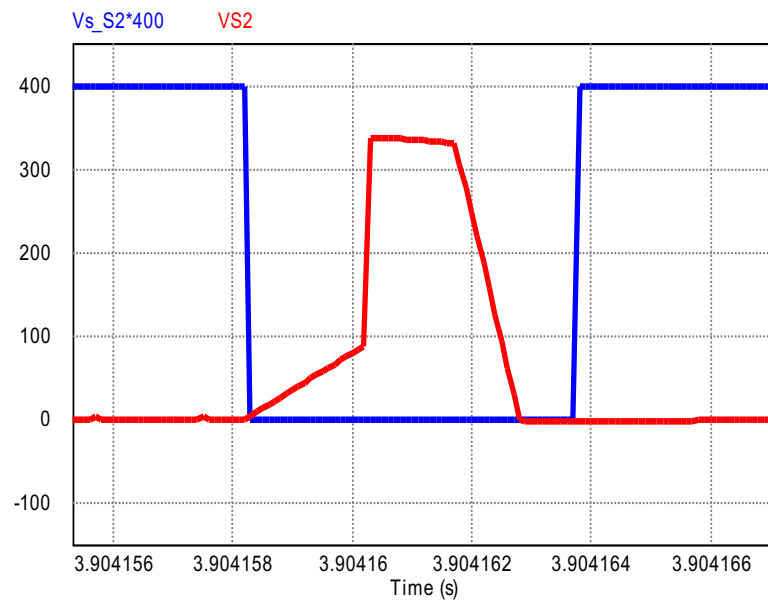
Figura 5.27 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 para 100 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

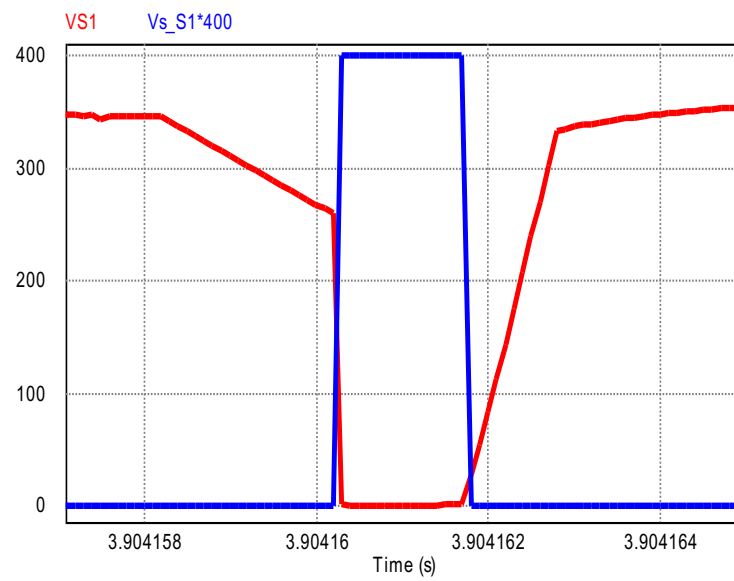
Por fim, nas figuras 5.28 e 5.29 são apresentadas as formas de onda das tensões sobre as chaves 2 e 1 respectivamente, bem como as formas de onda dos seus pulsos de acionamento, obtidas a partir de simulação. Nelas é possível perceber a similaridade existente entre as formas de onda obtidas na prática e aquelas obtidas a partir da simulação.

Figura 5.28 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 na simulação, para 100 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.29 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 na simulação, para 100 W.

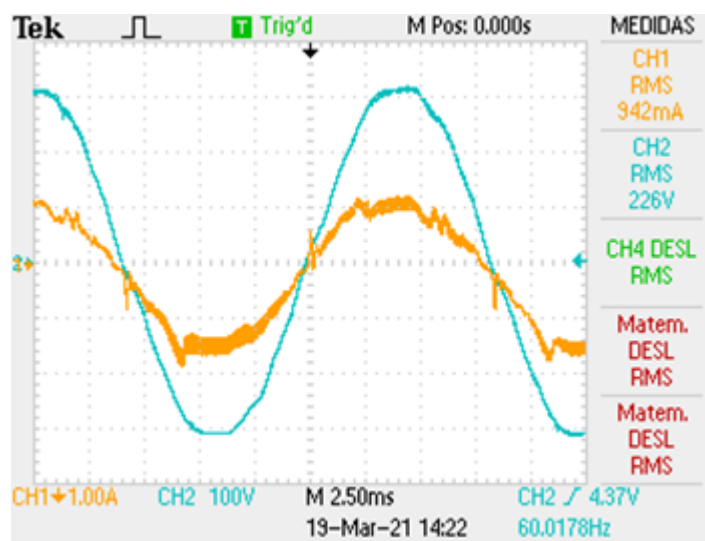


Fonte: Dados do próprio autor.

Teste a 150 W e 150 V de saída:

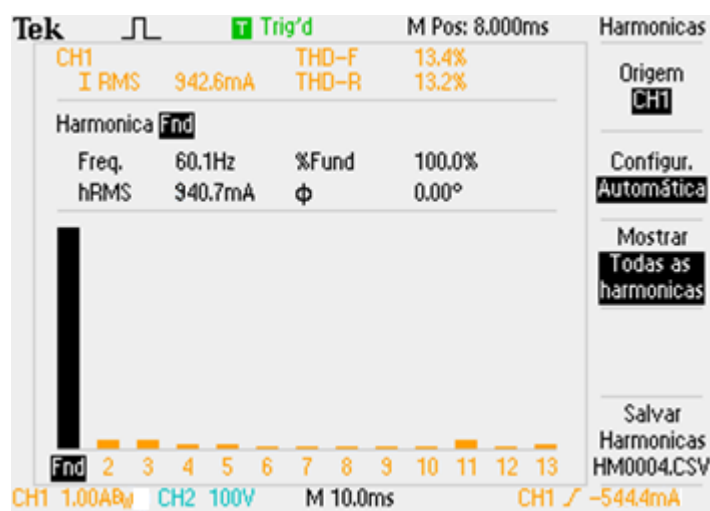
Nas Figuras 5.30 e 5.31 são apresentadas a formas de onda da corrente de entrada e a análise de DHT obtidas na prática, ao passo que na Figura 5.32 é apresentado a análise das harmônicas em relação a norma IEC 61000-3-2, tal como feito no ensaio anterior. Já na figura 5.33, é apresentado a forma de onda da corrente de entrada e o valor do DHT da mesma, obtidos a partir de simulação nas mesmas condições do ensaio prático.

Figura 5.30 - Tensão de entrada e corrente de entrada para 150 W.



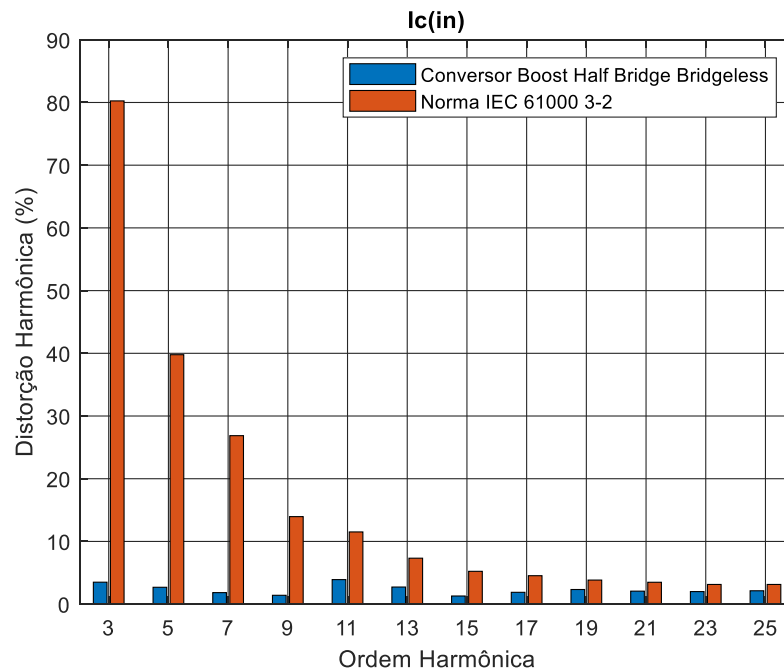
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.31 - Componentes harmônicas da corrente para 150W.



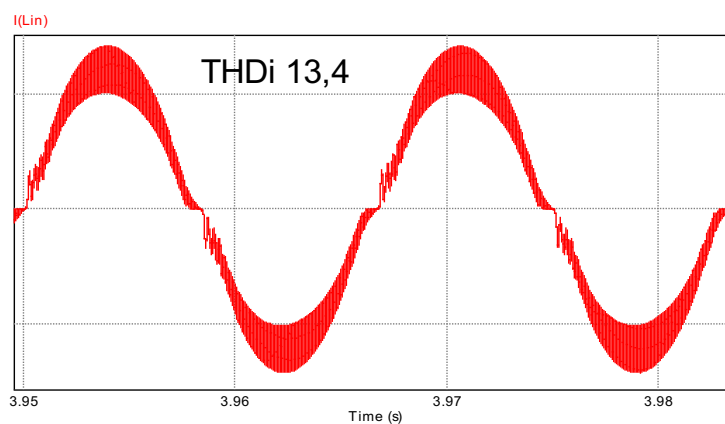
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.32 - Comparação das harmônicas da corrente com a norma para 150 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.33 - Corrente de entrada na simulação para 150 W.



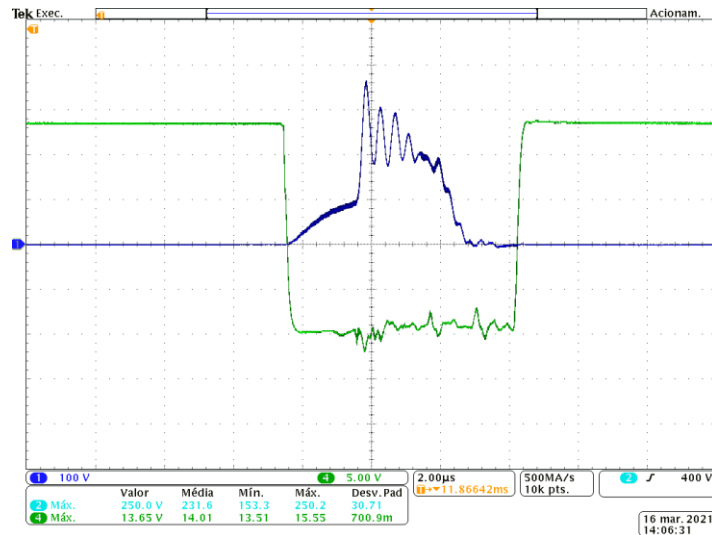
Fonte: Dados do próprio autor.

Assim como no ensaio anterior, em ambas as figuras, é possível notar uma distorção ainda mais proeminente na corrente de entrada, ainda que os níveis das harmônicas se encontrem dentro da norma. Este fato também está relacionado com o baixo nível de potência, mas demonstra uma característica peculiar do conversor, o qual apresenta um aumento na distorção da corrente, à medida que a potência de saída cresce até níveis próximos a 600 W.

Nas figuras 5.34 e 5.35, são apresentadas as formas de onda da tensão nas chaves e do pulso de acionamento enviado as mesmas. Nelas, é possível verificar a ocorrência total do ZVS

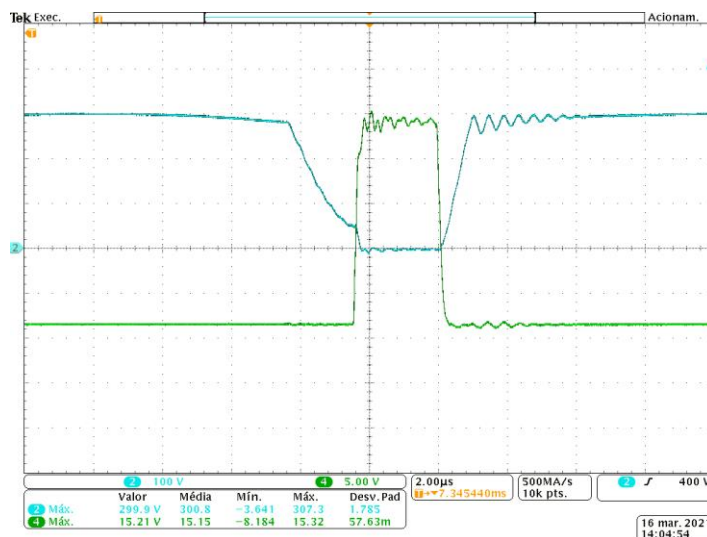
na chave 2, enquanto que na chave 1 isso não ocorre completamente. Este fato também pode ser explicado pelo baixo nível de potência aplicado ao conversor do tipo série ressonante.

Figura 5.343 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 para 150 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.35 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 para 150 W.

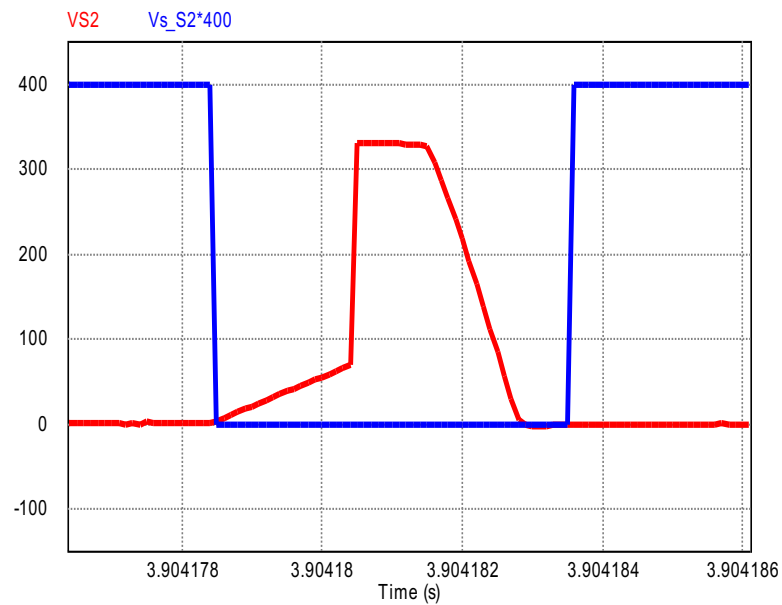


Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, nas figuras 5.36 e 5.37 são apresentadas as formas de onda das tensões sobre as chaves 2 e 1 respectivamente, bem como as formas de onda dos seus pulsos de acionamento.

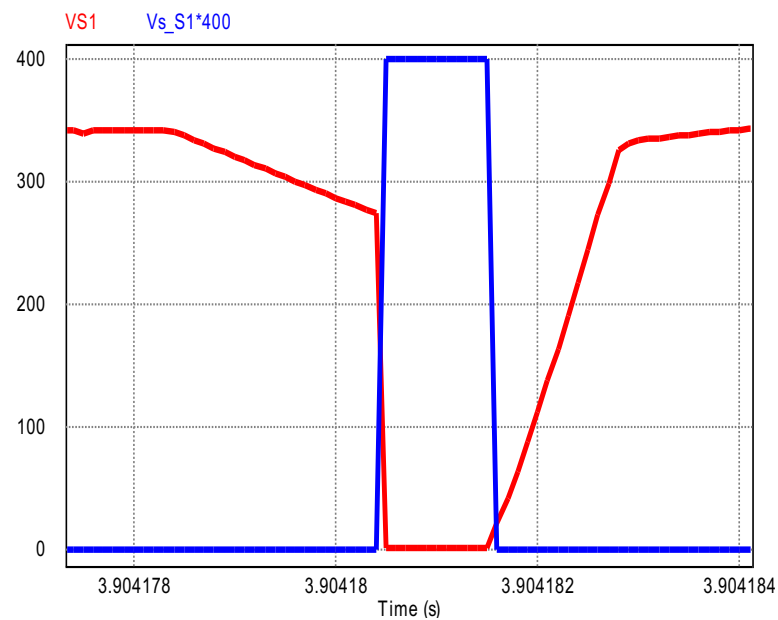
Também neste caso, é possível notar uma grande correspondência com o que foi visto na prática.

Figura 5.36 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 na simulação, para 150 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.37 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 na simulação, para 150 W.

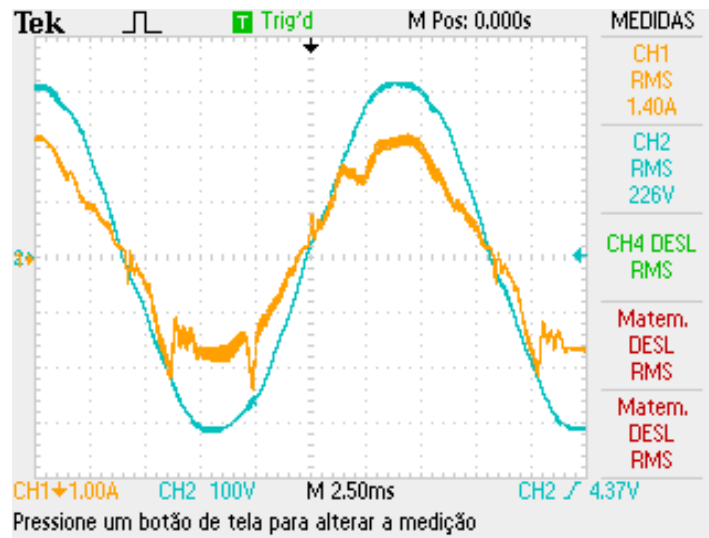


Fonte: Dados do próprio autor.

Teste a 225 W e 150 V de saída:

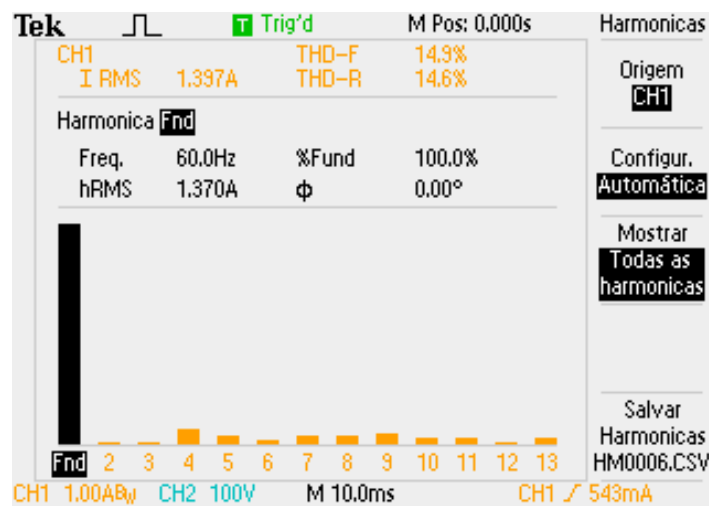
Nas Figuras 5.38 e 5.39 são apresentadas a formas de onda da corrente de entrada e a análise de DHT obtidas na prática, enquanto que na Figura 5.40 é apresentado a análise das harmônicas em relação a norma IEC 61000-3-2, tal como feito nos ensaios anterior. Já na figura 5.41, é apresentado a forma de onda da corrente de entrada e o valor do DHT da mesma, obtidos a partir de simulação nas mesmas condições do ensaio prático.

Figura 5.38 - Tensão de entrada e corrente de entrada para 225 W.



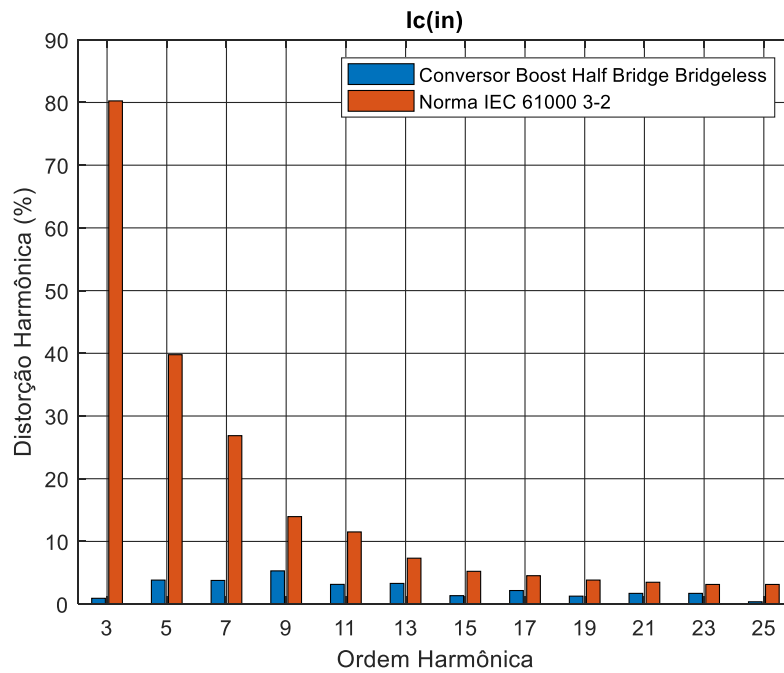
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.39 - Componentes harmônicas da corrente para 225 W.



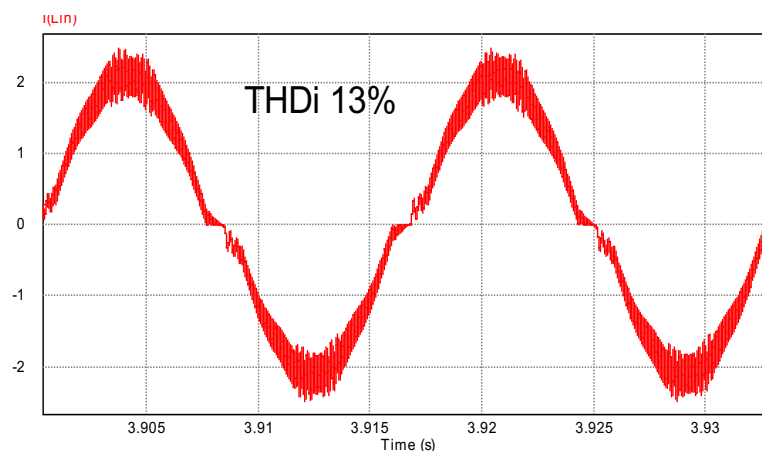
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.40 - Comparação das harmônicas da corrente com a norma para 225W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.41 - Corrente de entrada na simulação para 225 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

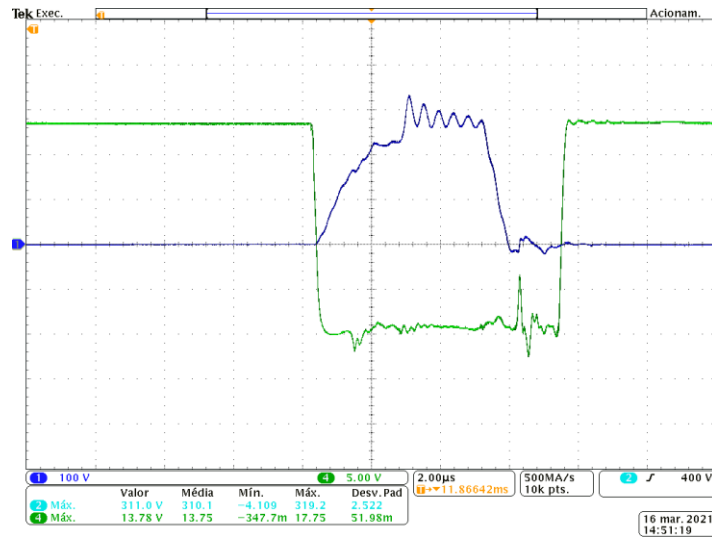
Tal como visto para os dois casos anteriores, tanto na simulação quanto na prática, o mesmo padrão se repete, sendo a corrente ainda mais distorcida, a medida em que a potência de saída se aproxima a níveis próximos de 600 W. Ainda assim, mesmo com distorções ainda maiores, todos os seus níveis harmônicos ainda se encontram dentro do estabelecido pela norma.

Nas figuras 5. 42 e 5.43, são apresentadas as formas de onda da tensão nas chaves e do pulso de acionamento enviado as mesmas. Nelas, é possível verificar a ocorrência total do ZVS



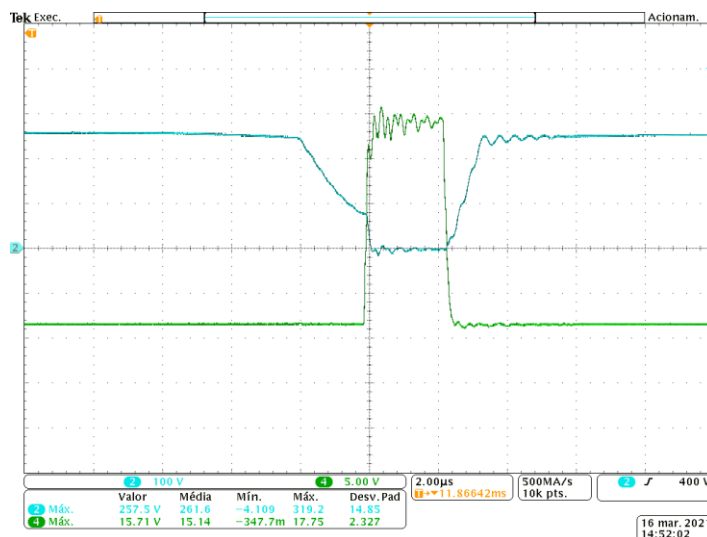
na chave 2 e uma melhora significativa, nesse aspecto na chave 1, o que culminou, na prática em um melhor rendimento do conversor.

Figura 5.424 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 para 225 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

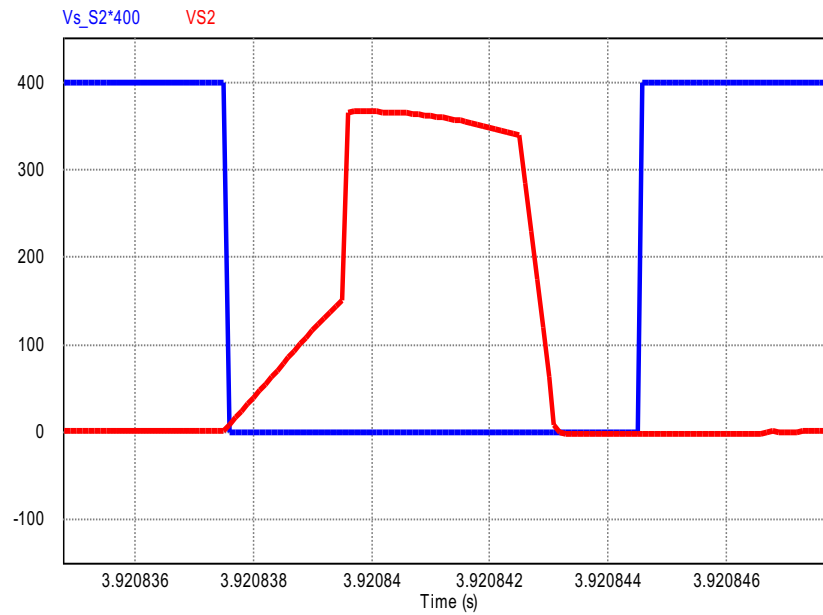
Figura 5.43 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 para 225 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

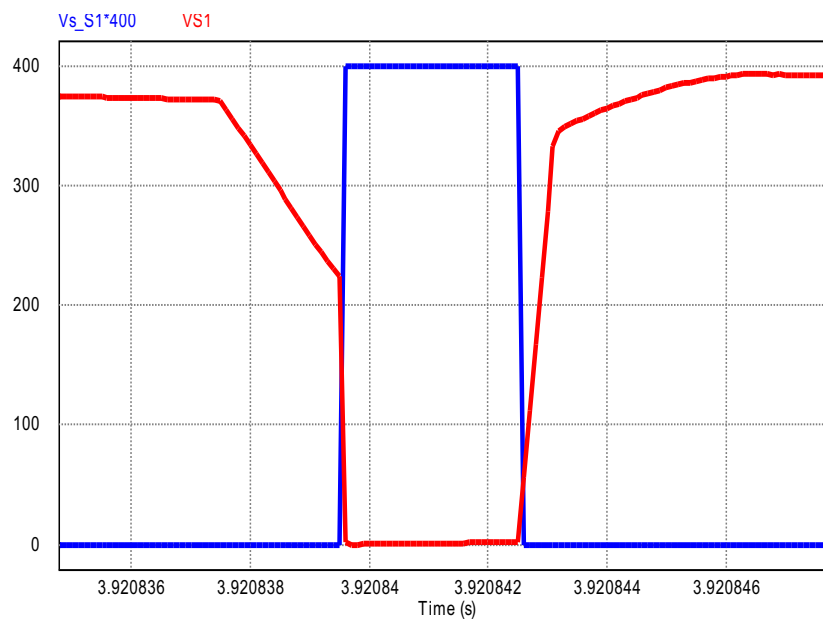
Por fim, nas figuras 5.44 e 5.45 são apresentadas as formas de onda das tensões sobre as chaves 2 e 1 respectivamente, bem como as formas de onda dos seus pulsos de acionamento obtidas através da simulação. Novamente, é possível perceber uma boa correspondência entre a simulação e a pratica.

Figura 5.44 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 na simulação, para 225 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.45 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 na simulação, para 225 W.

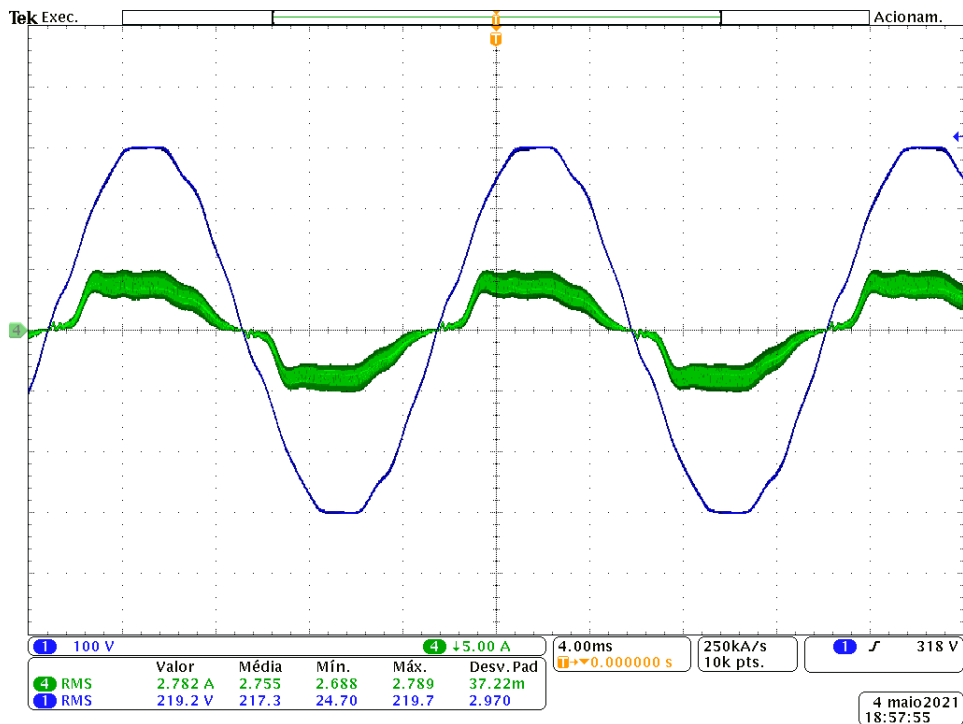


Fonte: Dados do próprio autor.

*Teste a 450 W e 150 V de saída:*

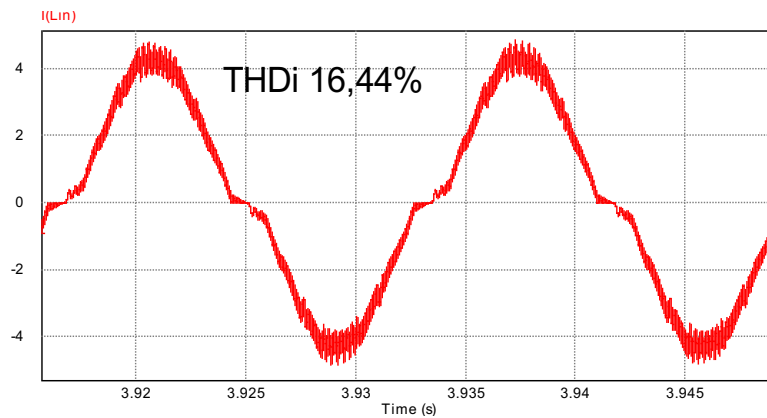
Nas Figuras 5.46 é apresentado as formas de onda da corrente e da tensão de entrada, enquanto que na Figura 5.47 é apresentado a forma de onda da corrente de entrada e o seu valor de DHT, obtidos a partir de simulação nas mesmas condições do ensaio prático.

Figura 5.46 - Tensão de entrada e corrente de entrada para 450 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.47 - Corrente de entrada na simulação para 450 W.

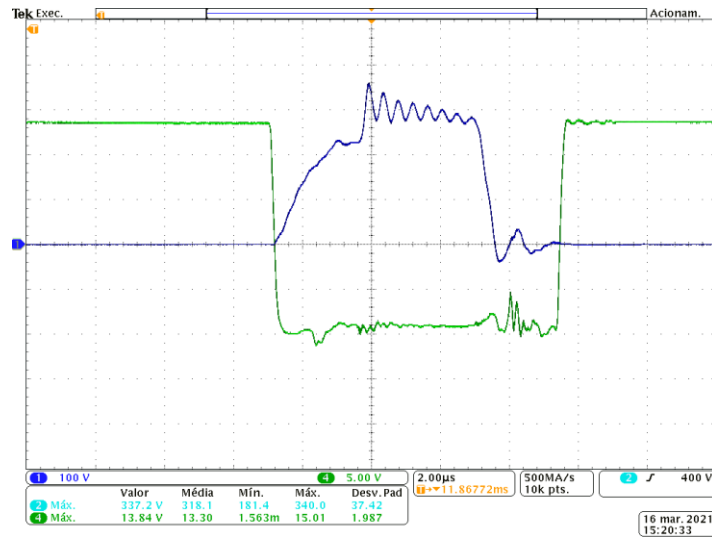


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 5.46 é apresentado a corrente de entrada obtida para a situação em que a potência de saída se encontra em 450 W. Nesta imagem, é possível destacar alguns pequenos sinais de descontrole da corrente de entrada, advindo de um compensador de corrente ligeiramente mais rápido que o necessário. Esta situação foi gerada de propósito, com a

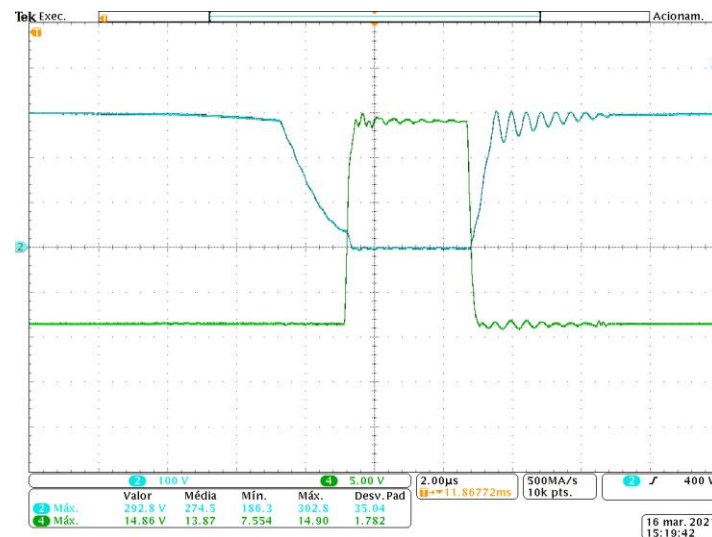
finalidade de demonstrar que, mesmo deixando o compensador de corrente mais rápido para essa situação, não há uma correção significativa das distorções presentes na corrente de entrada.

Figura 5.48 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 para 450 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

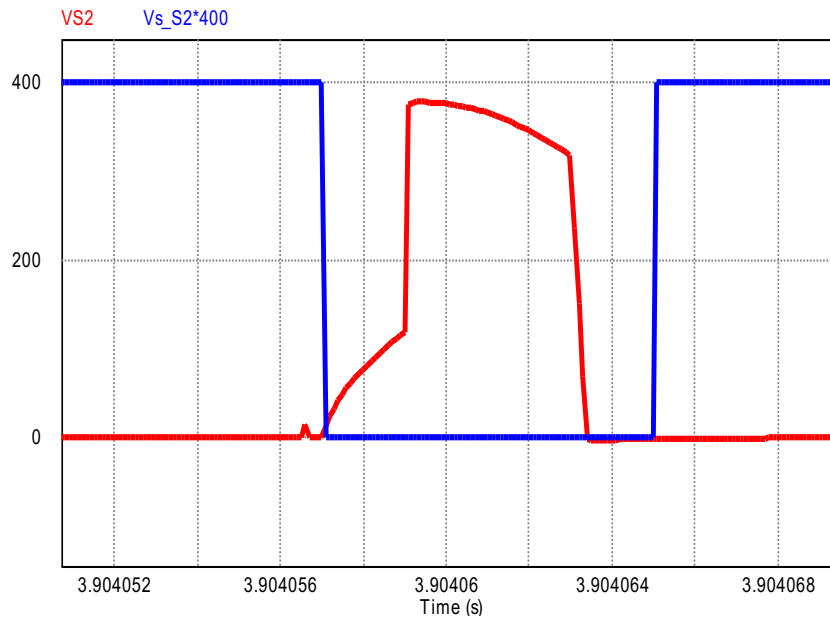
Figura 5.49 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 para 450 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

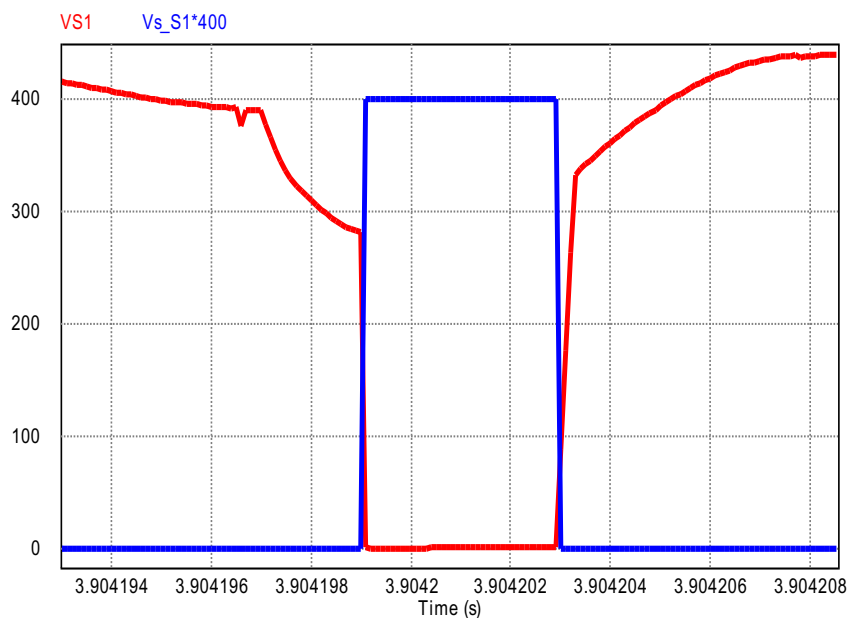
Na Figuras 5.47 e 5.48 é apresentado as formas de onda as formas de onda da tensão nas chaves e do pulso de acionamento enviado as mesmas. Nelas, é possível verificar a ocorrência total do ZVS na chave 2 e uma melhora ainda maior na ocorrência do ZVS, na chave 1, de modo que, para esta situação foi obtido o melhor rendimento até então, do conversor.

Figura 5.50 - Tensão e pulso de acionamento da chave 2 na simulação, para 450 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.51 - Tensão e pulso de acionamento da chave 1 na simulação, para 450 W.



Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, nas figuras 5.49 e 5.50 são apresentadas as formas de onda das tensões sobre as chaves 2 e 1 respectivamente, bem como as formas de onda dos seus pulsos de acionamento obtidas através da simulação, nas mesmas condições ensaiadas na prática.

### 5.3.2 Resumo dos dados coletados nos ensaios práticos

De forma a sintetizar todos os dados práticos obtidos através dos ensaios realizados, na tabela 5.3 se encontram listados os parâmetros mensurados na ocasião. Deste modo, afim de proporcionar maior clareza acerca do desempenho do conversor, foram obtidos dados referentes a potência de entrada  $P_{in}$ , Potência de saída  $P_o$ , Rendimento, Corrente de entrada  $I_{in}$ , Corrente de saída  $I_o$ , Fator de Potência FP e o DHT da corrente de entrada.

Tabela 5.3 – Dados extraídos após a realização dos ensaios práticos.

$P_o$	$P_{in}$	Rendimento	$I_{in}$	$I_{out}$	FP	DHT <sub>i</sub>
109 W	147	75,01	0,725	0,69	0,9662	13,4
150 W	199 W	75,8	0,937	0,934	0,9656	12,4
227 W	283 W	80,5	1,33	1,49	0,97	14,9
431 W	500 W	86,02	2,37	3,86	0,958	17,7

Fonte: Dados do próprio autor.

## 6 CONCLUSÕES

De maneira geral, é possível aferir que a pesquisa desenvolvida, cumpriu minimamente o seu objetivo de validar a topologia proposta, de maneira satisfatória. Especialmente, com o auxílio de simulações feitas através do *software* PSIM, implementadas buscando uma maior fidelidade com o que se tem na prática (por meio da inclusão de perdas em todos os componentes passivos e uso de modelos realistas para todos os semicondutores), pode-se constatar a priori, um bom desempenho do protótipo, enquanto conversor CA – CC monofásico de potência considerável (3 kW).

Com relação ao uso da estrutura proposta enquanto carregador de bateria para veículos Elétricos, foi possível perceber, por meio das simulações, que a mesma possui potencial para executar esta função, desde de que não trabalhe com níveis de potência (injeção de corrente) muito abaixo do nominal. Isso se deve ao fato de o conversor proposto conseguir, em tese promover a injeção controlada de corrente na bateria, executar de maneira satisfatório o PFC, além de garantir a comutação por tensão zero e corrente zero (ZVS e ZCS), sem que suas outras funções sejam comprometidas.

Na questão prática da pesquisa, embora não se tenha concluído todos os objetivos pretendidos, devido a diversas circunstâncias alheias a execução da pesquisa propriamente dita, foi possível obter resultados minimamente contundentes, que corroboram de certa forma, o esperado na teoria. Isso por que foi possível verificar a possibilidade de implementação de um controle PFC funcional, além da execução do ZVS e ZCS previstos na teoria, os quais puderam ser perceptíveis na prática, mesmo em testes tão preliminares e longe do objetivo inicial.

Por fim, é importante destacar a grande similaridade existente entre os resultados práticos e os resultados teóricos, o que confere ainda mais segurança quanto a capacidade do conversor proposto, em alcançar todos objetivos pretendidos nesta pesquisa, em uma situação futura.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Como proposta para trabalhos futuros, valem destacar as seguintes:

- Implementação prática do protótipo desenvolvido, mas na potência Nominal inicialmente idealizada de 3 kW, com um controle PFC funcional e uma comutação suave eficiente e corretamente executada.
- Aplicação do conversor proposto, a potência nominal como carregador de bateria, a partir de um conjunto de baterias Ion-Lítio, evidenciando a injeção de corrente na mesma, bem como a lógica de carregamento desenvolvida na simulação.



## REFERÊNCIAS

- 1 EMADI, A.; RAJASHEKARA, K.; WILLIAMSON, S.s.; LUKIC, S.M.. Topological Overview of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicular Power System Architectures and Configurations. **Ieee Transactions On Vehicular Technology**, [S.L.], v. 54, n. 3, p. 763-770, maio 2005. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tvt.2005.847445>.
- 2 BAZZI, Ali M.; LIU, Yiqi; FAY, Daniel S.. Electric Machines and Energy Storage: over a century of technologies in electric and hybrid electric vehicles. **Ieee Electrification Magazine**, [S.L.], v. 6, n. 3, p. 49-53, set. 2018. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/mele.2018.2849900>.
- 3 CHAN, C. C. The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings Of The Ieee**, [S.L.], v. 95, n. 4, p. 704-718, abr. 2007. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/jproc.2007.892489>.
- 4 EMADI, A.; LEE, Young Joo; RAJASHEKARA, K.. Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. **Ieee Transactions On Industrial Electronics**, [S.L.], v. 55, n. 6, p. 2237-2245, jun. 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tie.2008.922768>.
- 5 YILMAZ, Murat; KREIN, Philip T.. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 28, n. 5, p. 2151-2169, maio 2013. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2012.2212917>.
- 6 HAGHBIN, Saeid; LUNDMARK, Sonja; ALAKULA, Mats; CARLSON, Ola. Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: review and new solution. **Ieee Transactions On Industrial Electronics**, [S.L.], v. 60, n. 2, p. 459-473, fev. 2013. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tie.2012.2187414>.
- 7 EMADI, Ali. **Advanced Electric Drive Vehicles**. Ontario: Crc Press, 2014.
- 8 CLEMENT-NYNS, K.; HAESSEN, E.; DRIESEN, J.. The Impact of Charging Plug-In Hybrid Electric Vehicles on a Residential Distribution Grid. **Ieee Transactions On Power Systems**, [S.L.], v. 25, n. 1, p. 371-380, fev. 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpwrs.2009.2036481>.
- 9 HAIDAR, Ahmed M. A.; MUTTAQI, Kashem M.. Behavioral Characterization of Electric Vehicle Charging Loads in a Distribution Power Grid Through Modeling of Battery Chargers. **Ieee Transactions On Industry Applications**, [S.L.], v. 52, n. 1, p. 483-492, jan. 2016. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tia.2015.2483705>.

- 10 HATTORI, Shinichiro; ETO, Haruhi; KUROKAWA, Fujio. High Power Density Battery Charger for Plug-In Micro EV. **International Journal Of Renewable Energy Research**. Nagasaki, p. 1005-1015. jul. 2018.
- 11 MUSAVI, Fariborz; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers. **Ieee Transactions On Industry Applications**, [S.L.], v. 47, n. 4, p. 1833-1843, jul. 2011. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tia.2011.2156753>.
- 12 MUSAVI, Fariborz; EDINGTON, Murray; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies. **Ieee Transactions On Smart Grid**, [S.L.], v. 3, n. 1, p. 413-421, mar. 2012. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tsg.2011.2166413>.
- 13 JEONG, Seo-Gwang; KWON, Jung-Min; KWON, Bong-Hwan. High-Efficiency Bridgeless Single-Power-Conversion Battery Charger for Light Electric Vehicles. **Ieee Transactions On Industrial Electronics**, [S.L.], v. 66, n. 1, p. 215-222, jan. 2019. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tie.2018.2826458>.
- 14 MISHIMA, Tomokazu; NAKAGAWA, Yuki; NAKAOKA, Mutsuo. A Bridgeless BHB ZVS-PWM AC-AC Converter for High-Frequency Induction Heating Applications. **Ieee Transactions On Industry Applications**, [S.L.], v. 51, n. 4, p. 3304-3315, jul. 2015. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tia.2015.2409177>.
- 15 LUNA FILHO, Gustavo José. **Previsão da autonomia de baterias de chumbo-ácido aplicadas a sistemas híbridos de geração de energia utilizando o método KiBaM**. 2017. 68 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2017
- 16 CHEMALI, Ephrem; PREINDL, Matthias; MALYSZ, Pawel; EMADI, Ali. Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: state-of-the-art review and future trends. **Ieee Journal Of Emerging And Selected Topics In Power Electronics**, [S.L.], v. 4, n. 3, p. 1117-1134, set. 2016. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/jestpe.2016.2566583>.
- 17 APHALE, Siddharth; KELANI, Ayush; NANDURDIKAR, Vijay; LULLA, Soham; MUTHA, Sambhav. Li-ion Batteries for Electric Vehicles: requirements, state of art, challenges and future perspectives. In: 2020 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY (PECON), 20347066., 2020, Penang. **2020 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)**. [S.L.]: Ieee, 2020. p. 292-308.
- 18 BRENNI, Paolo; GALDI, Roberto; PIETRA, Francesco; SAVINI, Antonio. From Volta onwards: a variety of electrical batteries in the pavia museum of electrical technology. In: 2012 THIRD IEEE HISTORY OF ELECTRO-TECHNOLOGY

- CONFERENCE -, 13413847., 2012, Pavia. **2012 Third IEEE HISToRY of ELectro-technology CONference (HISTELCON)**. [S.L.]: Ieee, 2012. p. 1-6.
- 19 PRODUCTS, Gates Energy. **Rechargeable Batteries Applications Handbook**.: Butterworth-Heinemann, 1997.
- 20 ROOT, Michael. **The TAB Battery Book: An In-Depth Guide to Construction, Design, and Use**. : McGraw-Hill, 2011.
- 21 LINDEN, David. **Handbook of Batteries**. 3. ed. : McGraw-Hill, 2001.
- 22 BAGOTSKY, V. Sergeevich. **Electrochemical Power Sources: Batteries, Fuel Cells, and Supercapacitors**. : Wiley, 2015.
- 23 DÜRR, Matthias. Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system. **Journal Of Power Sources**. p. 1400-1411. out. 2006.
- 24 VICENT, Colin A. **Modern Batteries: An Introduction to Electrochemical Power Sources**. 2. ed.: Butterworth-Heinemann, 1997.
- 25 MENICTAS, Chris. **Advances in Batteries for Medium and Large-scale Energy Storage**. Cambridge: Elsevier, 2015.
- 26 Battery University, Whats the best battery. [Online]. Available: [http://batteryuniversity.com/learn/archive/whats\\_the\\_best\\_battery](http://batteryuniversity.com/learn/archive/whats_the_best_battery)
- 27 BUCHMANN, Isidor. Is Lithium-ion the Ideal Battery?. Battery University Disponível em:[http://batteryuniversity.com/learn/article/is\\_lithium\\_ion\\_the\\_ideal\\_battery](http://batteryuniversity.com/learn/article/is_lithium_ion_the_ideal_battery) (Acedido em: 2012).
- 28 PADHI, Akshaya K. Phospho-olivines as positive-electrode materials for rechargeable lithium batteries. **Journal Of The Electrochemical Society**. Austin, p. 1187-1195. abr. 1997.
- 29 BUCHMANN, Isidor. **Batteries in a Portable World**. 2. ed. : Cadex Electronics Inc., 2001.
- 30 KHALIGH, Alireza; LI, Zhihao. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: state of the art. **Ieee Transactions On Vehicular Technology**, [S.L.], v. 59, n. 6, p. 2806-2814, jul. 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tvt.2010.2047877>.
- 31 GAO, Yizhao; ZHANG, XI; CHENG, Qiyu; GUO, Bangjun; YANG, Jun. Classification and Review of the Charging Strategies for Commercial Lithium-Ion Batteries. **Ieee Access**, [S.L.], v. 7, p. 43511-43524, 2019. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/access.2019.2906117>.

- 32 ASHWIN, T.R.; MCGORDON, A.; JENNINGS, P.A.. Electrochemical modelling of Li-ion battery pack with constant voltage cycling. **Journal Of Power Sources**, [S.L.], v. 341, p. 327-339, fev. 2017. Elsevier BV. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2016.11.092>.
- 33 EDDAHECH, Akram; BRIAT, Olivier; VINASSA, Jean-Michel. Determination of lithium-ion battery state-of-health based on constant-voltage charge phase. **Journal Of Power Sources**, [S.L.], v. 258, p. 218-227, jul. 2014. Elsevier BV. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.02.020>.
- 34 LIU, Pang-Jung; CHIEN, Lin-Hao. A High-Efficiency Integrated Multimode Battery Charger With an Adaptive Supply Voltage Control Scheme. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 33, n. 8, p. 6869-6876, ago. 2018. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2017.2761816>.
- 35 O'LOUGHLIN, Michael. An interleaved PFC preregulator for high-power converters. **Topic 5 in Texas Instrument Power Supply Design Seminar**, 2007, pp. 5–1, 5–14.
- 36 BALOGH, L.; REDL, R.. Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode. In: EIGHTH ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION,, 4681550., 1993, San Diego. **Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition,.** [S.L.]: Ieee, 1993. p. 168-174.
- 37 JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, Milan M.. Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 22, n. 4, p. 1394-1401, jul. 2007. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2007.900502>.
- 38 JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, Milan M.. A Bridgeless PFC Boost Rectifier With Optimized Magnetic Utilization. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 24, n. 1, p. 85-93, jan. 2009. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2008.2006054>.
- 39 HUBER, L.; JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, M.M.. Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 23, n. 3, p. 1381-1390, maio 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2008.921107>.
- 40 KONG, Pengju; WANG, Shuo; LEE, Fred C.. Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 23, n. 1, p. 291-297, jan. 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2007.911877>.
- 41 MUSAVI, Fariborz; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers. **Ieee Transactions On Industry Applications**,

- [S.L.], v. 47, n. 4, p. 1833-1843, jul. 2011. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tia.2011.2156753>.
- 42 MUSAVI, Fariborz; EDINGTON, Murray; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies. **Ieee Transactions On Smart Grid**, [S.L.], v. 3, n. 1, p. 413-421, mar. 2012. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tsg.2011.2166413>.
- 43 MWEENE, L.H.; WRIGHT, C.A.; SCHLECHT, M.F.. A 1 kW 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 6, n. 3, p. 398-407, jul. 1991. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/63.85908>.
- 44 DALAL, D.B.. A 500 kHz multi-output converter with zero voltage switching. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 3788111., 1990, Los Angeles. **Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.L.]: Ieee, 1990. p. 265-274.
- 45 SABATE, J.A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R.B.; LEE, F.C.; CHO, B.H.. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 3788112., 1990, Los Angeles. **Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.L.]: Ieee, 1990. p. 275-284.
- 46 GAUTAM, Deepak S.; MUSAVI, Fariborz; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. A Zero-Voltage Switching Full-Bridge DC--DC Converter With Capacitive Output Filter for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Charging. **Ieee Transactions On Power Electronics**, [S.L.], v. 28, n. 12, p. 5728-5735, dez. 2013. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2013.2249671>.
- 47 GAUTAM, Deepak; MUSAVI, Fariborz; EDINGTON, Murray; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G.. An isolated interleaved DC-DC converter with voltage doubler rectifier for PHEV battery charger. In: 2013 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC 2013, 13530500., 2013, Long Beach. **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.L.]: Ieee, 2013. p. 3067-3072.
- 48 YANG, Bo; LEE, F.C.; ZHANG, A.J.; HUANG, Guisong. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion. In: APEC 2002 - APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 7220823., 2002, Dallas. **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)**. [S.L.]: Ieee, 2002. p. 1108-1112.
- 49 ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Colorado: Kluwer, 2001.



- 50 VORPERIAN, V.; CUK, Slobodan. A complete DC analysis of the series resonant converter. In: 1982 IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 0275-9306., 1982, Cambridge. **1982 IEEE Power Electronics Specialists conference**. [S.L.]: Ieee, 1982. p. 85-100.
- 51 KAZIMIERCZUK, M.K.; SZARANIEC, W.; WANG, S.. Analysis and design of parallel resonant convertor at high Q/sub L/. **Ieee Transactions On Aerospace And Electronic Systems**, [S.L.], v. 28, n. 1, p. 35-50, 1992. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/7.135431>.
- 52 INCORPORATED, Texas Instruments. **1-kW, Compact, 97.5% Efficiency, Digital PFC for AC/DC PSUs With eMeter Reference Design**. 2016
- 53 PETRY, C. A. Eletrônica de potência. URL [http://www.professorpetry.com.br/Eletronica\\_Potencia/Capitulo\\_15.pdf](http://www.professorpetry.com.br/Eletronica_Potencia/Capitulo_15.pdf), 2014.
- 54 SOARES, Ana Lúcia. Projeto e desenvolvimento de um retificador trifásico com fator de potência unitário utilizando conversores cúbicos isolados com controle ativo de corrente de entrada e autotransformador de 12 pulsos com conexão delta diferencial. 2019. 103 f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2019.
- 55 BARBI, C. H. I. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de transformadores. Edição do Autor. Florianópolis, 2002.
- 56 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-3-2**: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase). 5 ed. , 2018. 73 p.
- 57 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61851-21-1**: Electric vehicle conductive charging system - Part 21-1 Electric vehicle on-board charger EMC requirements for conductive connection to AC/DC supply. 1 ed. , 2017. 47 p.
- 58 SAE INTERNATIONAL. **SAE J2929**: Safety Standard for Electric and Hybrid Vehicle Propulsion Battery Systems Utilizing Lithium-based Rechargeable Cells., 2013.
- 59 POMÍLIO, J. A. Apostila “Eletrônica de Potência”, DSCE - FEEC - UNICAMP, 2006
- 60 BARBOSA, Vítor Fonseca; LIMA, Gustavo Brito de; COSTA NETO, Antônio de Oliveira; RODRIGUES, Danillo Borges. ANALYSIS OF A SINGLE-PHASE HYBRID BIDIRECTIONAL RECTIFIER WITH A DC BUS SERIES VOLTAGE COMPENSATION FOR DC MICROGRIDS APPLICATION. **Eletrônica de Potência**, [S.L.], v. 25, n. 3, p. 305-315, 24 ago. 2020. Associação Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP. <http://dx.doi.org/10.18618/rep.2020.3.0027>.
- 61 PSIM. **TUTORIAL Lithium-Ion Battery Model.**: Powersim, 2016.

**ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO NÚCLEO MAGNÉTICO MMTS26T7716**

**Núcleos Toroidais**  
 Sendust – S26

**Características Gerais**

- 1) Permeabilidade Relativa: 26
- 2) Material de baixas perdas
- 3) Grande resistência mecânica
- 4)  $B_{SAT}=1,05T$

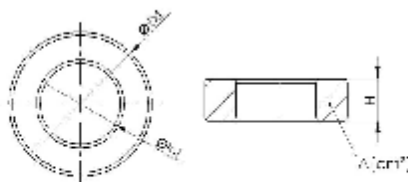
**APLICAÇÕES**

- Indutores de filtros CA com frequência maior que 8KHz e indutores PFC para frequência maior que 8KHz.

**ESPECIFICAÇÕES**

CÓDIGO PEÇA	PRODUTO	AL [nH/esp <sup>2</sup> ]	Diam. Ext. (ØExt) [mm]	Diam. Int. (ØInt) [mm]	ALTURA (H) [mm]	L [cm]	A [cm <sup>2</sup> ]	V [cm <sup>3</sup> ]	As [cm <sup>2</sup> ]	Massa [g]
1.01.0138	MMTS26T2711	32	26,9	14,7	11,2	6,35	0,654	4,15	31	22,14
1.01.0139	MMTS26T2715	42	26,9	14,7	14,6	6,35	0,858	5,57	35,5	29,72
1.01.0140	MMTS26T4015	35	39,9	24,1	14,5	9,84	1,072	10,5	63,2	56,03
1.01.0141	MMTS26T4713	42	46,7	24,1	12,9	11,63	1,428	15,28	72,1	81,16
1.01.0142	MMTS26T4715	37	46,7	28,7	15,2	11,63	1,340	15,58	83,2	82,86
1.01.0143	MMTS26T4718	59	46,7	24,1	18,0	10,74	1,990	21,3	83,41	121,35
1.01.0144	MMTS26T7716	37	77,8	49,2	15,9	19,95	2,270	45,3	180	242
1.01.0145	MMTS26T10218	47	101,8	57,15	18,51	24,271	3,523	85,495	301	458
1.01.0146	MMTS26T13325	67,6	132,54	78,59	25,4	32,429	6,710	217,58	46,612	1160,8

\* Outras dimensões estão disponíveis sob consulta.

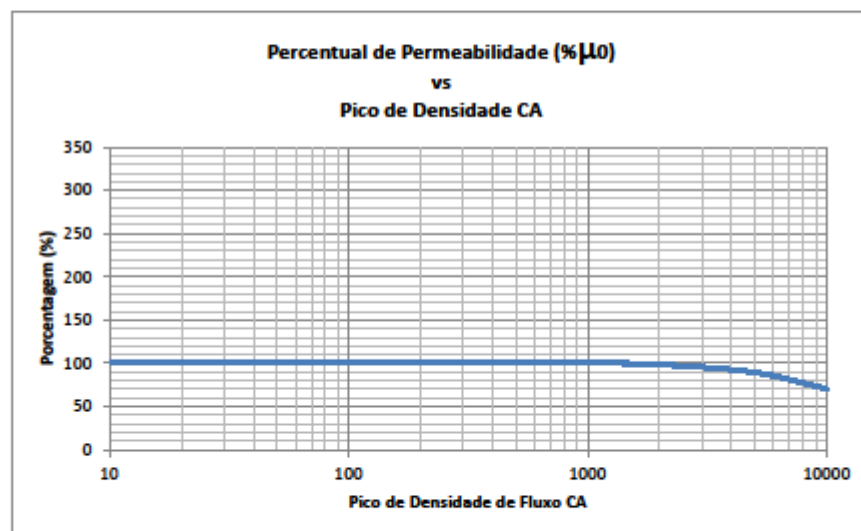
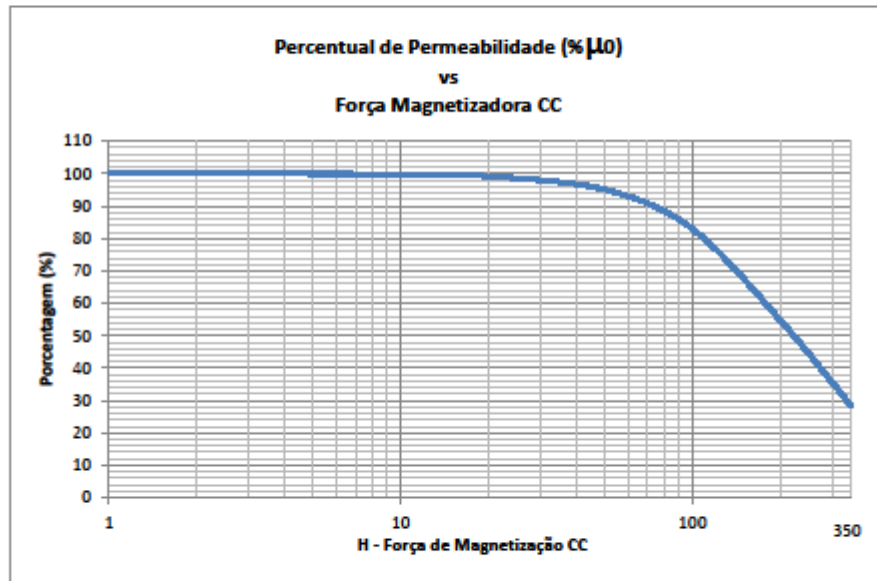




## Núcleos Toroidais

Sendust – S26

### GRÁFICOS

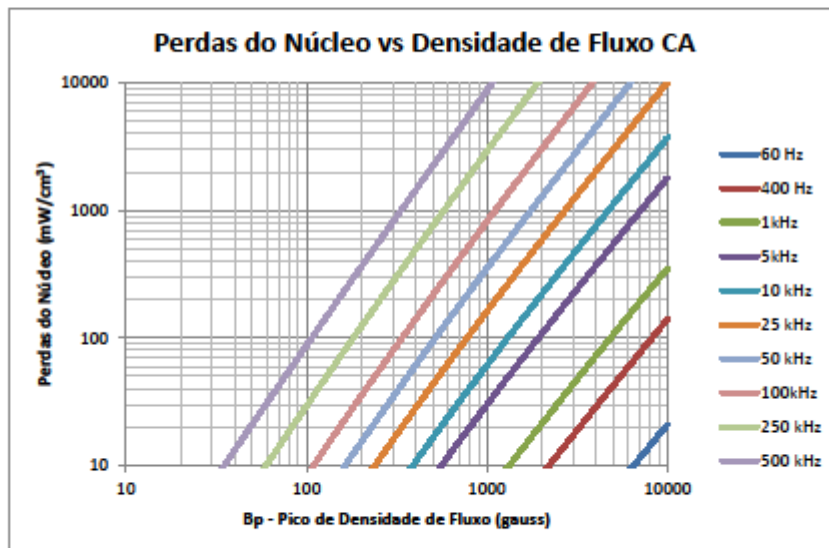
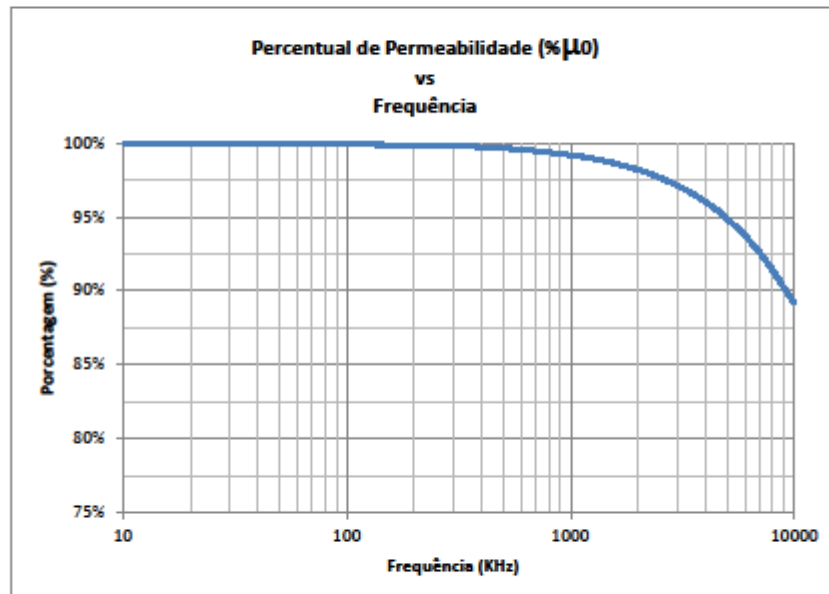






## Núcleos Toroidais

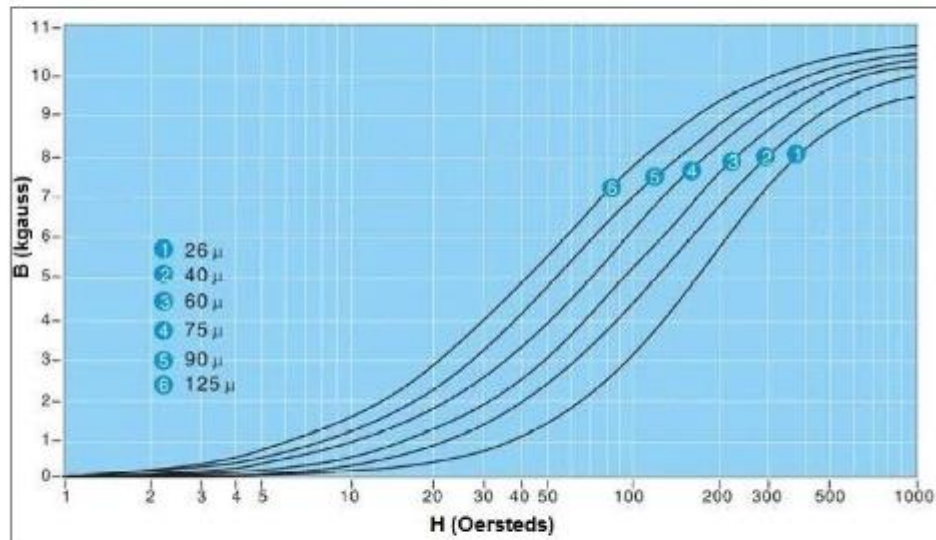
Sendust – S26





## Núcleos Toroidais

Sendust – S26



**ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO NÚCLEO MAGNÉTICO MMT052T7713**

**Núcleos Toroidais**

Pó de Ferro - 052


**Características Gerais**

- 1) Permeabilidade Relativa: 75
- 2) Perdas menores que o material 026
- 3) Grande variedades de tamanhos
- 4)  $B_{SAT} = 1,4T$

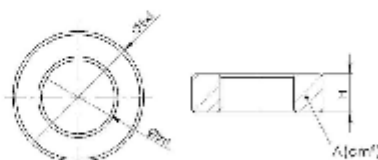
**APLICAÇÕES**

- Indutores de filtros CC: frequência > 50 kHz e Filtros de Modo Diferencial em 60 Hz.

**ESPECIFICAÇÕES**

CÓDIGO PEÇA	PRODUTO	AL [nH/esp <sup>3</sup> ]	Diam. Ext. (ØExt) [mm]	Diam. Int. (ØInt) [mm]	ALTURA (H) [mm]	L [cm]	A [cm <sup>2</sup> ]	V [cm <sup>3</sup> ]	As [cm <sup>2</sup> ]	Massa [g]
1.01.0041	MMT052T1305	33	12,7	7,7	4,83	3,19	0,112	0,358	6,86	2,506
1.01.0042	MMT052T1506	47	15,2	8,53	5,94	3,74	0,187	0,7	9,8	4,9
1.01.0043	MMT052T2006	42	20,2	12,6	6,35	5,14	0,231	1,19	15,5	8,33
1.01.0044	MMT052T2708	67	26,9	14,5	7,92	6,49	0,461	3,0	26,8	21
1.01.0045	MMT052T2711	95	26,9	14,5	11,1	6,49	0,659	4,28	31	29,96
1.01.0046	MMT052T3811	89	38,4	21,5	11,1	9,38	0,887	8,31	53,2	58,17
1.01.0047	MMT052T4015	99	39,9	24,1	14,5	10,1	1,06	10,7	63,2	74,9
1.01.0048	MMT052T4416	105	44,5	27,2	16,5	11,2	1,34	15	79,1	105
1.01.0049	MMT052T4718	159	46,7	24,1	18	11,2	1,88	21	89,2	147
1.01.0050	MMT052T7713	80	77,2	49	12,7	19,8	1,68	33,4	173	233,8
1.01.0051	MMT052T7725	160	77,2	49	25,4	19,8	3,38	67	223	469
1.01.0052	MMT052T10216	131	102	57,2	16,5	25	3,46	86,4	301	604,8
1.01.0053	MMT052T10233	262	102	57,2	33	25	6,85	171	384	1197
1.01.0054	MMT052T13220	137	132	78,2	20,3	33,1	5,24	173	496	1215
1.01.0055	MMT052T13240	274	132	78,2	40,6	33,1	10,5	347	629	2429
1.04.0056	MMT052T16551	405	165	88,9	50,8	39,9	18,4	734	986	5138

\* Outras dimensões estão disponíveis sob consulta.

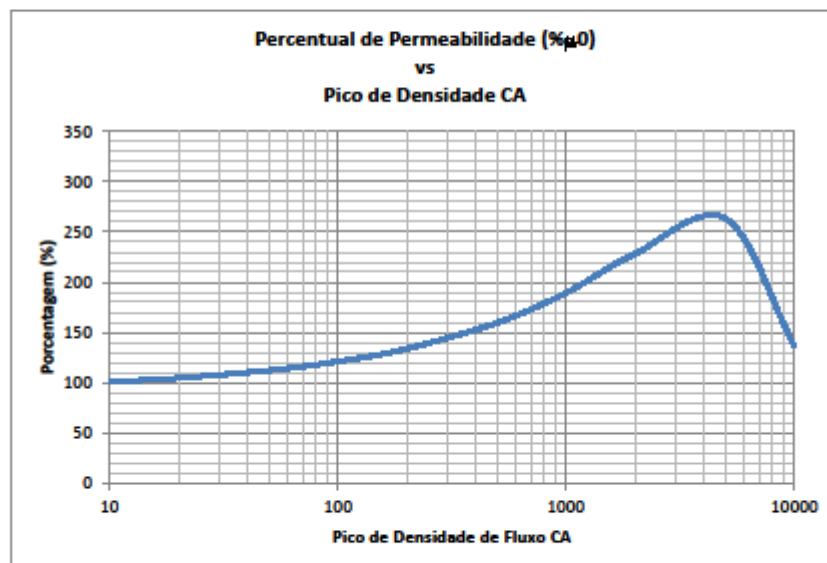
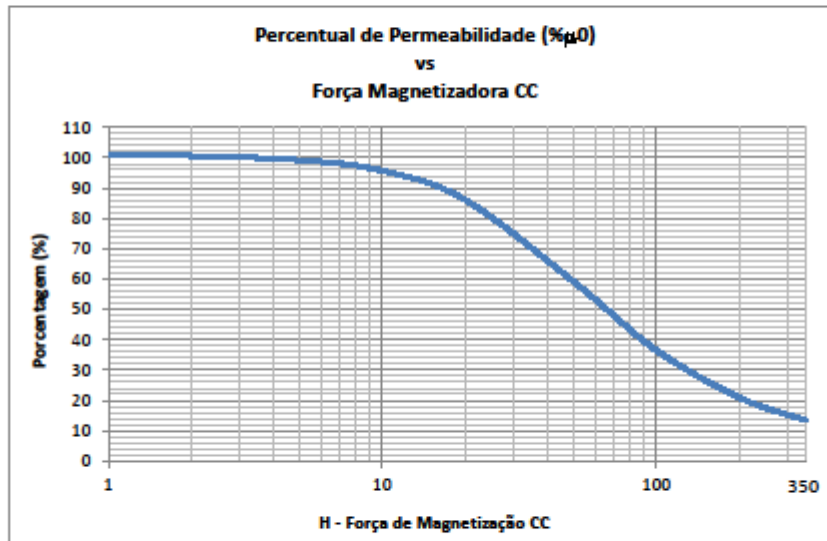




## Núcleos Toroidais

Pó de Ferro - 052

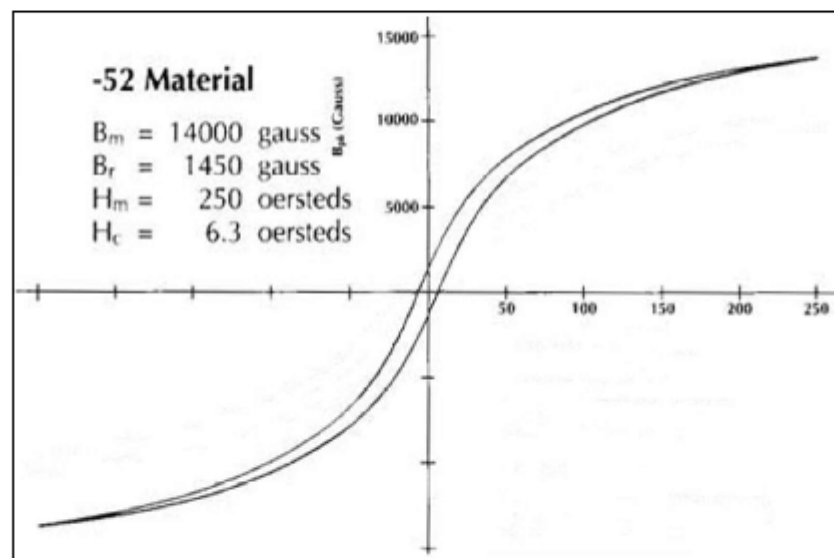
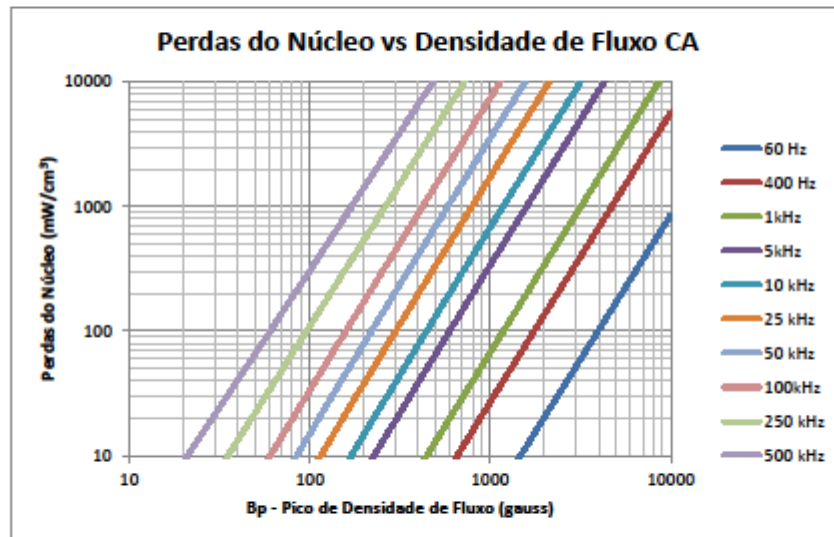
### GRÁFICOS





## Núcleos Toroidais

Pó de Ferro - 052



**ANEXO C – FOLHA DE DADOS DO NÚCLEO MAGNÉTICO MMT520T103.75.30B1**

**Núcleos Nanocristalinos**

Nanocristalino – 520 e 521

Os materiais magnéticos nanocristalinos são formados por grãos magnéticos de dimensões em torno de 5-10nm imersos em um material amorfo e possuem características magnéticas diferenciadas tais como: alta magnetização de saturação, alta permeabilidade (até 280000), indução magnética (até 1,25T), baixa coercividade, boa estabilidade térmica que levam a redução significativa de tamanho e peso dos núcleos magnéticos, bem como menores perdas em comparação aos ferrites convencionais, especialmente em altas frequências.

A Magmattec atualmente é a única empresa na América Latina a produzir núcleos magnéticos nanocristalinos.

**CARACTERÍSTICAS**

- Alta permeabilidade magnética inicial;
- Alta indução de saturação, em torno de 1,2T;
- Baixas perdas;
- Matéria prima permite fácil conformação de núcleos.

**VANTAGENS**

- Maior sensibilidade à indução magnética;
- Redução de peso e volume em até 60%;
- Melhor eficiência térmica e elétrica;
- Personalização de tamanhos e acabamentos.

**BENEFÍCIOS**

- Maior confiabilidade e precisão em medições;
- Redução das dimensões do equipamento;
- Melhor eficiência energética;
- Tamanho e acabamento conforme projeto.

**ESPECIFICAÇÕES**

PERMEABILIDADE MÁXIMA	60 Hz	280.000
PERMEABILIDADE MÉDIA INICIAL	50 Hz	98.000
PERMEABILIDADE MÍNIMA	50 Hz	40.000
INDUÇÃO DE SATURAÇÃO $B_{SAT}$	T	1,25
TEMPERATURA DE CURIE	°C	560
DENSIDADE	g/cm <sup>3</sup>	7,3
MAGNETOSTRICÇÃO, $\lambda_s$		5 x 10 <sup>-6</sup>
RESISTIVIDADE	$\mu\Omega\text{-cm}$	130







## Núcleos Nanocristalinos

Nanocristalino – 520 e 521

### Acabamentos

Capa plástica (final B), fibra de vidro (final D), pintura epóxi ou sem revestimento (consulte de acordo com as dimensões da peça e necessidade de resistência mecânica e à temperatura).

### Dimensões

Os núcleos podem ser fabricados com dimensões adequadas necessidade do projeto.

### Dimensões Finais com Acabamento

Abaixo são informadas as faixas de variação das dimensões finais dos núcleos calculadas a partir das dimensões nominais sem acabamento, para os dois tipos principais de acabamento: capa plástica (final B) e fibra de vidro (final D). Para outros tipos de acabamento, consultar.

#### Acabamento em capa plástica

Faixas de Tolerância	Acréscimo nas Dimensões Nominais		
	Altura	Diâmetro Interno	Diâmetro Externo
Diâmetro Interno até 65 mm	+4 mm	+4 mm	+4 mm
Diâmetro Interno acima de 65 mm	+7 mm	+7 mm	+7 mm

#### Acabamento em fita de fibra de vidro

Faixas de Tolerância	Variação nas Dimensões Nominais		
	Altura	Diâmetro Interno	Diâmetro Externo
Até 35 mm	+0,5/+3,5 mm	-	-
A partir de 40 mm	+0,5/+5,5 mm	-	-
Até 200 mm	-	-2,5/+0,5 mm	+0,5/+5,0 mm
Entre 205 e 400 mm	-	-4,0/+1,0 mm	+1,0/+7,0 mm
Acima de 405 mm	-	-5,0/+1,0 mm	+1,0/+8,0 mm

### Formatos

Toroidais, oblongos, U.

### Outras opções

Gap, bipartido, suportes.

### Materiais

Material 521 apresenta melhor relação custo/benefício para aplicações de baixa frequência (~60Hz). Material 520 apresenta menores perdas em frequências na faixa de 1kHz a 100kHz.

*Todas as características das peças podem ser discutidas com nossa equipe para satisfazer as necessidades de cada projeto específico. Consulte-nos.*

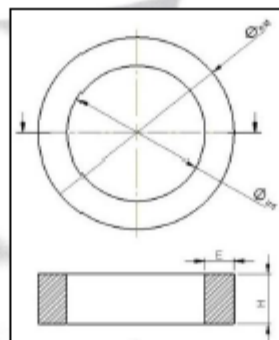


## Núcleos Nanocristalinos

Nanocristalino – 520 e 521

### Núcleos Toroidais 520

Produto	Código	Dimensões sem acabamento			E <sub>Fe</sub> (mm)	L <sub>Fe</sub> (cm)	A <sub>Fe</sub> (cm <sup>2</sup> )	AS <sub>Fe</sub> (cm <sup>2</sup> )	m <sub>Fe</sub> (g)	V <sub>Fe</sub> (cm <sup>3</sup> )	AL (10 <sup>4</sup> × μF/loop <sup>2</sup> )
		φ <sub>ext</sub> (mm)	φ <sub>int</sub> (mm)	H (mm)							
MMT520T20.14.10B	1.01.0640	20,0	14,0	10,0	3,0	5,3	0,3	13,9	10,0	1,4	59
MMT520T25.17.10B	1.01.0158	25,0	17,0	10,0	4,0	6,6	0,4	18,5	17,0	2,4	67
MMT520T30.20.08B	1.01.0188	30,0	20,0	8,0	5,0	7,9	0,4	20,4	20,0	2,8	56
MMT520T30.20.10B	1.01.0159	30,0	20,0	10,0	5,0	7,9	0,5	23,6	25,0	3,5	71
MMT520T34.27.4B	1.01.0160	34,0	27,0	4,0	3,5	9,6	0,1	14,4	9,0	1,2	16
MMT520T35.31.4B	1.01.0161	35,0	31,0	4,0	2,0	10,4	0,1	12,4	5,0	0,7	9
MMT520T40.31.10B	1.01.0162	40,0	31,0	10,0	4,5	11,2	0,4	32,3	33,0	4,5	45
MMT520T52.38.25B	1.01.0225	52,0	38,5	25,0	6,8	14,2	1,5	90,3	155,0	21,6	132
MMT520T53.38.20B	1.01.0224	53,0	38,5	20,0	7,3	14,4	1,3	78,3	135,0	18,8	112
MMT520T54.30.20B	1.01.0647	54,0	30,0	20,0	12,0	13,2	2,0	84,4	194,0	26,9	190
MMT520T58.47.12B	1.01.0164	58,0	47,0	12,0	5,6	16,5	0,6	58,2	72,0	10,0	45
MMT520T68.45.25B	1.01.0376	68,0	45,0	25,0	11,5	17,7	2,4	129,6	312,0	43,4	170
MMT520T68.45.25B	1.01.0408	68,0	45,0	25,0	11,5	17,7	2,4	129,6	312,0	43,4	170
MMT520T78.48.30B	1.01.0375	78,0	48,0	30,0	15,0	19,8	3,8	178,1	545,0	75,7	238
MMT520T80.60.30B	1.01.0187	80,0	60,0	30,0	10,0	22,0	2,6	175,9	404,0	56,1	143
MMT520T86.66.10B	1.01.0261	86,0	66,0	10,0	10,0	23,9	0,9	95,5	146,0	20,3	44
MMT520T97.65.25B	1.01.0377	97,0	65,0	25,0	16,0	25,4	3,4	208,7	623,0	86,5	165
MMT520T103.75.30B	1.01.0186	103,0	75,0	30,0	14,0	28,0	3,6	246,0	719,0	99,8	157
MMT520T130.100.40B	1.01.0413	130,0	100,0	40,0	15,0	36,1	5,1	397,4	1327,0	184,2	174
MMT520T150.120.40B	1.01.0613	150,0	120,0	40,0	15,0	42,4	5,1	466,5	1557,0	216,3	148
MMT520T152.106.35D	1.01.0197	152,0	106,0	35,0	23,0	40,5	6,8	470,1	1997,0	277,3	208
MMT520T210.105.25D	1.01.0293	210,0	105,0	25,0	52,5	49,5	11,2	766,9	3974,0	552,0	278
MMT520T233.157.25B	1.01.0199	233,0	157,0	25,0	38,0	61,2	8,1	771,9	3562,0	494,7	162
MMT520T260.160.35D	1.01.0393	260,0	160,0	35,0	50,0	65,9	14,9	1121,5	7066,0	981,3	278







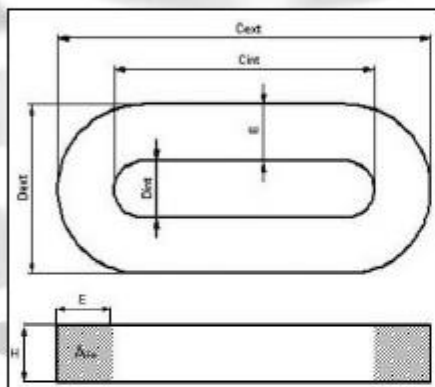
## Núcleos Nanocristalinos

Nanocristalino – 520 e 521

### Núcleos Oblongos

Produto	Código	Dimensões sem acabamento						H <sub>F<sub>0</sub></sub> (cm)	L <sub>F<sub>0</sub></sub> (cm)	A <sub>F<sub>0</sub></sub> (cm <sup>2</sup> )	A <sub>x F<sub>0</sub></sub> (cm <sup>2</sup> )	V <sub>F<sub>0</sub></sub> (cm <sup>3</sup> )	m <sub>F<sub>0</sub></sub> (g)	AL (kHz) (μHosp <sup>2</sup> )
		C <sub>ext</sub> (mm)	C <sub>int</sub> (mm)	D <sub>ext</sub> (mm)	D <sub>int</sub> (mm)	H (mm)	E (mm)							
MMT520OB943335	1.01.0202	212,0	148,0	96,0	31,0	36,0	32,5	3,5	43,3	7,8	580,9	353,7	2660	188
MMT520OB205.71.30D	1.01.0204	206,0	148,0	124,0	69,0	31,0	27,5	3,0	46,2	6,6	826,0	285,6	2100	113
MMT520OB211.149.30T*	1.01.0203	212,0	148,0	96,0	32,0	40,0	32,0	3,0	43,3	8,7	1092,4	324,8	2390	165

\*Núcleo triplo



\*núcleo triplo com suporte

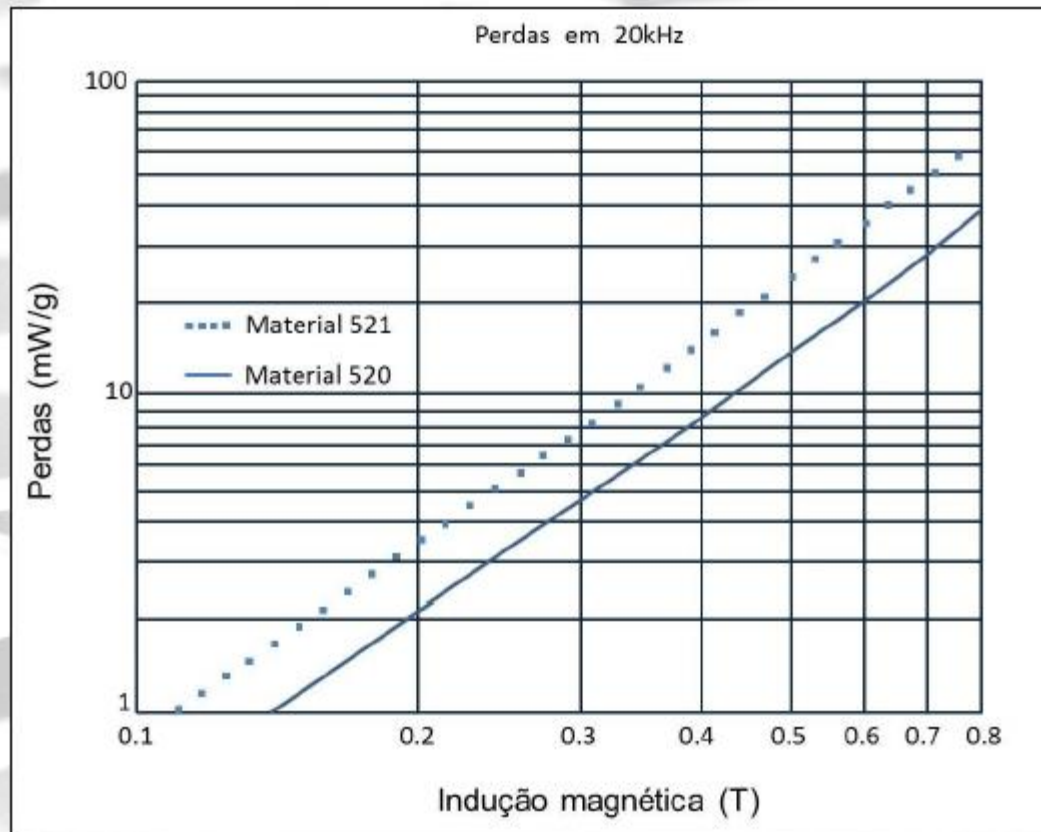


## Núcleos Nanocristalinos

Nanocristalino – 520 e 521

### Gráficos

Material 520 e 521

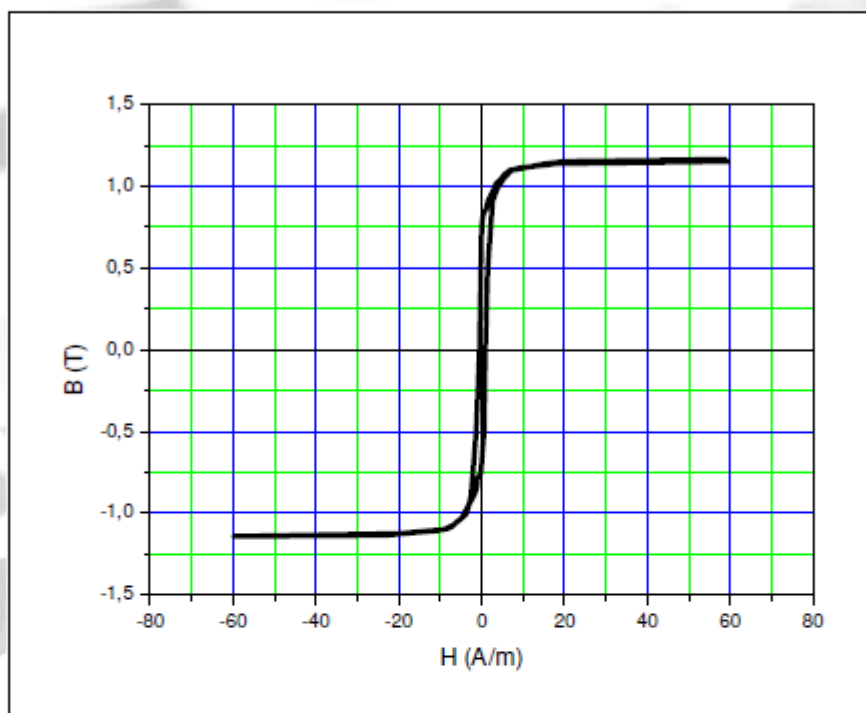




## Núcleos Nanocristalinos

Nanocristalino – 520 e 521

### Material 521



**ANEXO D – CÓDIGO DE CONTROLE DIGITAL UTILIZADO NO DSP (LINGUAGEM C)**

```
//#####  
//  
// FILE:   Example_2833xAdcSoc.c  
//  
// TITLE:  ADC Start of Conversion Example  
//  
//! \addtogroup f2833x_example_list  
//! <h1> ADC Start of Conversion (adc_soc)</h1>  
//!  
//! This ADC example uses ePWM1 to generate a periodic ADC SOC on SEQ1.  
//! Two channels are converted, ADCINA3 and ADCINA2.  
  
//  
// Included Files  
//  
#include "DSP28x_Project.h"    // Device Headerfile and Examples Include File  
#include <math.h>  
  
#define BuffSize 350  
//#define ganho_PLL 1.41  
//#define pi_2 6.2831853  
//  
// Function Prototypes  
//  
void InitEPwm2(void);    //! - EPWM2A is on GPIO2    //! - EPWM2B is on GPIO3  
void InitEPwm2Gpio(void);  
void GpioSetup(void);  
__interrupt void adc_isr(void);  
  
//-----PWM and ADC Variables-----  
-----  
  
Uint16 compA2;  
Uint16 compA3;  
Uint16 compB2;  
Uint16 compB3;  
  
Uint16 Voltage1;  
Uint16 Voltage2;  
Uint16 Voltage3;  
  
Uint32 contadorADC = 0;  
Uint32 contadorADC2 = 0;  
  
float D = 0;  
float Duty_Cycle = 0;  
float Duty_Cycle_aux = 0.25;  
float tempoMorto = 100; //tempo morto de 2us => 150;
```

```
//-----Auxiliar Variables-----  
-----  
  
int Comand = 0;  
int Control = 0;  
float Vo_PI_Limit = 2;  
float Current_Last = 0;  
float Current_Limit =  
5;  
  
//-----PLL Variables-----  
-----  
  
float Lowpass_in = 0;  
float Lowpass_Out = 0;  
float Lowpass_Out_Old = 0;  
float K1_Filter = 3.7697691e-005;  
float K2_Filter = 0.9999623;  
  
float PI_in = 0;  
float PI_Out = 0;  
float PI_in_Old = 0;  
float PI_Out_Old = 0;  
float K1_PI = 0.25000025; // antes 0.01  
float K2_PI = 0.25; // antes 0.01  
  
float W_Ref = 377;  
float W_Sync = 0;  
float W_PI_Out = 0;  
  
float Integ_in = 0;  
float Integ_Out = 0;  
float Integ_in_Old = 0;  
float Integ_Out_Old = 0;  
  
float Signal_Feedback = 1;  
float Signal_Wave_Gen = 0;  
  
float Teta_Sync;  
  
//-----PFC Control  
Variables-----  
  
float Vo_ref = 70;  
float Vo = 0;  
float I_L = 0;  
float I_Ref = 0;  
float Iref_I = 0;  
  
float Vo_Erro_Old = 0;  
float Vo_Erro = 0;  
float I_Erro_Old = 0;  
float I_Erro = 0;
```

```
float Vo_PI_Old = 0;
float Vo_PI = 0;
float I_PI_Old = 0;
float I_PI = 0;

float F1_Out = 0;
float F1_Out_Old = 0;
float F2_Out = 0;
float F2_Out_Old = 0;
float F3_Out = 0;
float F3_Out_Old = 0;
float F4_Out = 0;
float F4_Out_Old = 0;

float F1_in = 0;
float F1_in_Old = 0;
float F2_in = 0;
float F2_in_Old = 0;
float F3_in = 0;
float F3_in_Old = 0;
float F4_in = 0;
float F4_in_Old = 0;

float b0_Vo = 0.020003333; //0.003005;
float b1_Vo = -0.019996667; //-0.002995;
float b0_I = 0.201;
float b1_I = -0.199;

float Kf_1 = 0.38586954;
float Kfd_1 = -0.61413046;
float Kf_2 = 0.23905722;
float Kfd_2 = 0.76094278;
float Kf_3 = 0.0609;
float Kfd_3 = 0.9391;

/*float b0_F4 = 0.030459028; // Filtro passa baixa com frequência de corte em 1000
Hz
float b1_F4 = 0.030459028;
float a1_F4 = -0.93908194;*/

//-----Sensors Variable-----

int j = 0;
int trash = 0;

int Ccanal1 = 0;
int Vcanal2 = 0;
int Vcanal3 = 0;

int comparacao = 0;
int segundos_count = 0;
int ConversionCount = 0;

int offset_ch1 = 0x0804; //ajustar offset de cada canal
```



```
int offset_ch2 = 0x0801;
int offset_ch3 = 0x0800;

float w = 0;
float Ts = 1/100000.0;
float phase = 0;
float voltage = 0;
float amplitude = 0;

float Current_in = 0;
float Voltage_in = 0;
float Voltage_Out = 0;

float ganho_C_in = 33.7;
float ganho_V_in = 1005; // anteriormente 1015.36;
float ganho_V_Out = 925; // anteriormente 1015.36;

float Voltage_Ref[BuffSize];
float Voltage_Grid[BuffSize];
float Current_Grid[BuffSize];

//391.7792256; //deve ser definido a partir da calibração do sistema de cond. de
sinal

// Main

void main(void)
{
    //
    // Step 1. Initialize System Control:
    // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    // This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
    //

    InitSysCtrl();

    EALLOW;
    #if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
        //
        // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0 MHz
        //
        #define ADC_MODCLK 0x3
    #endif
    #if (CPU_FRQ_100MHZ)
        //
        // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 100/(2*2) = 25.0 MHz
        //
        #define ADC_MODCLK 0x2
    #endif
    EDIS;

    //
    // Define ADCCLK clock frequency ( less than or equal to 25 MHz )
```

```
// Assuming InitSysCtrl() has set SYSCLKOUT to 150 MHz
//
EALLOW;
SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
EDIS;

//
// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
//
// InitGpio(); // Skipped for this example

//
// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
//
DINT;

//
// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
//
InitPieCtrl();

//
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
//
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

//
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
//
InitPieVectTable();

//
// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
//
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

//
// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
//
// InitPeripherals(); // Not required for this example
```



```

InitAdc(); // For this example, init the ADC

//
// Step 5. User specific code, enable interrupts:
//

//
// Enable ADCINT in PIE
//
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

//
// Configure ADC
//
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002; // Setup 3 conv's on SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x1; // Setup ADCINA1 as 1st SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x2; // Setup ADCINA2 as 2nd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x3; // Setup ADCINA3 as 2nd SEQ1 conv.

//
// Enable SOCA from ePWM to start SEQ1
//
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;

AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Enable SEQ1 interrupt (every EOS)

//Desabilita o Clock em todos os EPWM
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;
//Init
//
// Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
//
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC from from CPMA on upcount
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0x0080; // Set compare A value
EPwm1Regs.TBPRD = 749; // Set period for ePWM1 100Khz Amostragem
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0; // count up and start

InitEPwm2(); //! - EPWM2A is on GPIO2 //! - EPWM2B is on GPIO3
InitEPwm2Gpio();
//Habilita o Clock em todos os EPWM. Portanto, EPWM todos sincronizados.
GpioSetup();
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;
//
// Wait for ADC interrupt
//
while(1)
{

```

```

asm(" NOP");
if(segundos_count >=2)
{
    segundos_count=0;    //Zera contador de segundos
    ConversionCount = 0; // habilita gravação da aquisição nos vetores a
cada 2 segundos
    //abre um grafico para as variaveis Tensao e Corrente 1, ative o modo
real-time e
    //coloque o gráfico em atualizacao contínua para visualizar o efeito
}
}
}

void InitEPwm2()    //GPIO2,3
{
    EALLOW;
    //
    // Setup TBCLK
    //
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
    EPwm4Regs.TBPRD = 2999;    // Set timer period
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    // Disable phase loading
    EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0
    EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000;    // Clear counter
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    //
    // Setup shadow register load on ZERO
    //
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    //
    // Set Compare values
    //
    EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 499;    // Set compare A value
    EPwm4Regs.CMPB = 499;    // Set Compare B value

    //
    // Set actions
    //
    EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;    // Set PWM2A Upcount, no valor do CMPA
    EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR;    // Clear PWM2A UPcount, no valor do
CMPB

    ////////////////EPWM3
Config//////////////////////
    // Setup TBCLK
    //
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up

```



```
EPwm3Regs.TBPRD = 2999;          // Set timer period
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

//
// Setup shadow register load on ZERO
//
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

//
// Set Compare values
//
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 499; // Set compare A value
EPwm3Regs.CMPB = 499;          // Set Compare B value

//
// Set actions
//
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM3A, Upcount, CMPA
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR; // Clear PWM3A Upcount, CMPB
EDIS;

}
```

```
void InitEPwm2Gpio(void)
```

```
{
    EALLOW;
    //
    // Enable internal pull-up for the selected pins
    // Pull-ups can be enabled or disabled by the user.
    // This will enable the pullups for the specified pins.
    // Comment out other unwanted lines.
    //
    //GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0; // Enable pull-up on GPIO2 (EPWM2A)
    //GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 0; // Enable pull-up on GPIO3 (EPWM2B)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4 = 0; // Enable pull-up on GPIO4 (EPWM3A)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO6 = 0; // Enable pull-up on GPIO6 (EPWM4A)
    //
    // Configure ePWM-2 pins using GPIO regs
    // This specifies which of the possible GPIO pins will be ePWM2 functional
    // pins. Comment out other unwanted lines.
    //
    //GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // Configure GPIO2 as EPWM2A
    //GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // Configure GPIO3 as EPWM2B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // Configure GPIO4 as EPWM3A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1; // Configure GPIO6 as EPWM4A

    EDIS;
}
```

```
void GpioSetup(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO8 = 0; // Enable pullup on GPIO8
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO8 = 1; // Load output latch
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 0; // GPIO8 = GPIO8
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO8 = 1; // GPIO8 = output
    EDIS;

    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0; // Enable pullup on GPIO0
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1; // Load output latch
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0; // GPIO0 = GPIO0
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 = output
    EDIS;

    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0; // Enable pullup on GPIO0
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1; // Load output latch
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0; // GPIO0 = GPIO0
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; // GPIO0 = output
    EDIS;
}
```

```
__interrupt void adc_isr(void)
{
    // Comando de inicialização da potência.

    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;

    if(Comand == 1)
    {
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO8 = 1;
    }

    if((Comand == 0) || (Current_in > 20))
    {
        //Comand = 0;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO8 = 1;
        Vo_ref = 70;
    }

    // Comando de Proteção contra erros no controle.

    if((Control == 1) && (Current_in > Current_Limit))
    {
        Current_Last = Current_in;
        Control = 0;
        Vo_ref = 70;
    }
}
```

```
//Sinais adquiridos

Ccanal1 = (AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4) - offset_ch3; //Esse ADC de 12 bits, é
justificado a esquerda...
Vcanal2 = (AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4) - offset_ch2;
Vcanal3 = (AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4) - offset_ch1;
Current_in = -(float)Ccanal1/2048.0 * ganho_C_in;
Voltage_in = -(float)Vcanal2/2048.0 * ganho_V_in;
Voltage_Out = -(float)Vcanal3/2048.0 * ganho_V_Out;

/*Vo = Voltage_Out;
I_Ref = fabsf(Signal_Wave_Gen);

F1_in = Vo;
F1_Out = (Kfd_1*F1_Out_Old) + (Kf_1*F1_in_Old);
F1_in_Old = F1_in;
F1_Out_Old = F1_Out;

F2_in = Current_in;
F2_Out = (Kfd_2*F2_Out_Old) + (Kf_2*F2_in_Old);
F2_in_Old = F2_in;
F2_Out_Old = F2_Out;

I_L = fabsf(F2_Out);*/

// Fim da rotina de configuração da aquisição.

// PLL Tradicional

// Filtro Passa Baixa discretizado posterior a entrada do conversor A/D.

Lowpass_in = Voltage_in*Signal_Feedback;
Lowpass_Out = K1_Filter*Lowpass_in + K2_Filter*Lowpass_Out_Old;
Lowpass_Out_Old = Lowpass_Out;

// Compensador PI discretizado posterior ao filtro passa baixa.

PI_in = Lowpass_Out;
PI_Out = PI_Out_Old + K1_PI*PI_in - K2_PI*PI_in_Old;
PI_Out_Old = PI_Out;
PI_in_Old = PI_in;

// Ajuste do sinal de frequência gerado pela saída do PI discretizado.

W_PI_Out = PI_Out;
W_Sync = W_Ref + W_PI_Out;

// Integrador discretizado, utilizado para obter o angulo de fase
```

```
Integ_in = W_Sync;
Integ_Out = Integ_Out_Old + Ts*Integ_in_Old;

if(Integ_Out >= 6.2831853)
{
    Integ_Out = Integ_Out - 6.2831853;
}

Integ_Out_Old = Integ_Out;
Integ_in_Old = Integ_in;

// Bloco de funções trigonométricas.

Signal_Feedback = cosf(Integ_Out);
Signal_Wave_Gen = sinf(Integ_Out);

// Angulo de fase da rede.

Teta_Sync = Integ_Out - 90;

// Referência gerada e onda real da rede.

if(ConversionCount < BuffSize)
{
    trash++;

    if(trash > 20)
    {
        Voltage_Ref[ConversionCount] = Iref_I;
        Voltage_Grid[ConversionCount] = I_PI;
        Current_Grid[ConversionCount] = Current_in;
        ConversionCount++;
        trash = 0;
    }
}

j++;

if(j==10000)
{
    j=0;
    segundos_count++;
    //Toggle_LED1(); //pisca LEDs em 0.5Hz
    //Toggle_LED2();
}

if(Signal_Wave_Gen > 0)
{
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1;
}
```

```
if(Signal_Wave_Gen < 0)
{
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
}

//Fim da rotina relacionada ao PLL.

// Average Current PFC Control

if(Control == 1)
{
    Vo = Voltage_Out;
    I_Ref = fabsf(Signal_Wave_Gen);
    I_L = fabsf(Current_in);

    /*F1_in = Vo;
    F1_Out = (Kfd_1*F1_Out_Old) + (Kf_1*F1_in_Old);
    F1_in_Old = F1_in;
    F1_Out_Old = F1_Out;*/

    Vo_Erro = Vo_ref - Vo;
    Vo_Erro_Old = Vo_Erro;
    Vo_PI_Old = Vo_PI;
    Vo_PI = Vo_PI_Old + b0_Vo*Vo_Erro + b1_Vo*Vo_Erro_Old;

    /*F2_in = Vo_PI;
    F2_Out = (Kfd_2*F2_Out_Old) + (Kf_2*F2_in_Old);
    F2_in_Old = F2_in;
    F2_Out_Old = F2_Out;*/

    if(Vo_PI <= 0)
    {
        Vo_PI = 0;
    }

    if(Vo_PI >= Vo_PI_Limit)
    {
        Vo_PI = Vo_PI_Limit;
    }

    Iref_I = Vo_PI*I_Ref;

    I_Erro = Iref_I - I_L;
    I_Erro_Old = I_Erro;
    I_PI_Old = I_PI;
    I_PI = I_PI_Old + b0_I*I_Erro + b1_I*I_Erro_Old;

    /*F4_in = I_PI;
```

```

F4_Out = (b0_F4*F4_in) + (b1_F4*F4_in_Old) - (a1_F4*F4_Out_Old);
F4_in_Old = F4_in;
F4_Out_Old = F4_Out;*/

/*F3_in = I_PI;
F3_Out = (Kfd_3*F3_Out_Old) + (Kf_3*F3_in_Old);
F3_in_Old = F3_in;
F3_Out_Old = F3_Out;*/

if(I_PI <= 0.2)
{
    I_PI = 0.2;
}

if(I_PI >= 0.85)
{
    I_PI = 0.85;
}

Duty_Cycle = I_PI;
}

if(Control == 0)
{
    Duty_Cycle = Duty_Cycle_aux;
}

//Fim da rotina relacionada ao Controle PFC.

//Rotina de atualização do PWM Entrada é a var. (D), colocar limitação de
0.15 e 0.85

if( Signal_Wave_Gen > 0)
{
    D = Duty_Cycle;
}

if( Signal_Wave_Gen < 0)
{
    D = 1 - Duty_Cycle;
}

compA2 = (Uint16)(tempoMorto);
compB2 = (Uint16)(D*2999 - tempoMorto);
compA3 = (Uint16)(D*2999 + tempoMorto);
compB3 = (Uint16)(2999 - tempoMorto);

EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = compA2;    // Set compare A value
EPwm4Regs.CMPB = compB2;             // Set Compare B value
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = compA3;    // Set compare A value
EPwm3Regs.CMPB = compB3;             // Set Compare B value
    
```





```
//Fim da rotina de EPWM

contadorADC2++;
if (contadorADC2 > 100000)
{
    contadorADC++;
    contadorADC2 = 0;
}

GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;

AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;           // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;         // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;    // Acknowledge interrupt to PIE

return;
}
```

### ANEXO E – LAYOUT DA PLACA DE POTÊNCIA DESENVOLVIDA

