

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

CAMPUS FLORIANÓPOLIS

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tallys Lins Almeida Barbosa

Carregador de Baterias Estacionárias de Íons de Lítio para Veículos Elétricos

FLORIANÓPOLIS

2019

Tallys Lins Almeida Barbosa

Carregador de Baterias Estacionárias de Íons de Lítio para Veículos Elétricos

Dissertação submetido ao Programa de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Barbosa, Tallys Lins Almeida
Carregador de Baterias Estacionárias de Íons de Lítio para Veículos Elétricos / Tallys Lins Almeida Barbosa ; orientador, Ivo Barbi, 2019.
273 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor Ressonante LLC. 3. Comutação Suave. 4. Retificador Trifásico Doze Pulsos com LIT. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Tallys Lins Almeida Barbosa

Carregador de Baterias Estacionárias de Íons de Lítio para Veículos Elétricos

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof.(a) Eloi Agostini Junior, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Bartolomeu Ferreira Uchoa Filho:47636211491
Assinado de forma digital por Bartolomeu Ferreira Uchoa Filho:47636211491
Dados: 2019.11.11 11:08:22 -03'00'

Prof. Dr. Bartolomeu Ferreira Uchoa Filho
Coordenador do Programa

Ivo Barbi:07787901934
Assinado de forma digital por Ivo Barbi:07787901934
Dados: 2019.11.11 10:10:28 -03'00'

Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi
Orientador

Florianópolis, 26 de junho de 2019.

Este trabalho é dedicado aos meus queridos pais, irmãos e amigos.

AGRADECIMENTOS

A **Deus**, pela força e coragem ao longo de toda jornada.

Aos meus pais, **José Lins** e **Rosimeire Almeida**, pelas inúmeras demonstrações de amor e compreensão. Por entenderem que a distância física que nos separa nunca nos impediu que sermos símbolos de união como família.

Aos meus irmãos, **Tellys Lins**, **Tarcyo Lins**, **Thayse Lins** e **Tullyo Lins** pelos incentivos e demonstrações de força e coragem, características típicas de uma família vencedora.

Aos meus avós, **José Lins Barbosa, Guiomar Paz Barbosa, Aristófanes Paz Almeida** e **Maria Almeida**, por terem em seus filhos o reflexo de sua sabedoria.

Ao professor, **Ivo Barbi** por permitir que o ambiente de trabalho fosse lugar fraterno de companheirismo, em que o conhecimento e a troca de experiência tenham sido o principal objetivo na formação intelectual dos seus alunos.

E aos meus amigos, **Natan Bernardo, Kaio Cesar**, **Glauber Freitas, Leonardo Pacheco, Maria Belusso, Ygor Marca e João Martins,** que sempre estiveram ao meu lado nessa longa trajetória, dando-me a certeza de que a nossa amizade não é algo passageiro, mas para toda uma vida.

Un objectif sans plan n'est qu'un souhait.
(Antoine de Saint-Exupéry, 1943)

RESUMO

A presente dissertação tem como objetivo conceber um modelo de carregador de bateria de íons-lítio. Tendo como proposta o carregamento lento de um banco de baterias estacionárias a partir da rede elétrica trifásica. A energia elétrica proveniente do carregamento das baterias advém de um sistema de compensação, onde painéis fotovoltaicos irão fornecer energia elétrica à rede de distribuição em retribuição ao consumo exigido para seu carregamento. Conclui-se, nesse ponto, que a energia necessária para o carregamento das baterias é oriunda de energia solar fotovoltaica. A energia armazenada no banco de baterias estacionárias constituirá a fonte de carregamento para o ônibus elétrico desenvolvido pelo grupo Fotovoltaica UFSC, conectados através de um carregador rápido. O carregador possui peculiaridades, como: robustez, alto fator de potência e elevado rendimento. O projeto constituído de dois estágios: o primeiro um retificador de doze pulsos com uso do Transformador Interfase de Linha – LIT responsável pela diminuição do peso e volume no estágio CA-CC e o segundo um estágio CC-CC responsável pela compatibilidade entre a tensão de saída do retificador e a tensão do banco de baterias estacionárias. Optou-se nesse último, pela associação de conversores ressonantes LLC de forma a reduzir os esforços de tensão e corrente nos interruptores. Além disso, por operarem em comutação suave ZVS reduz as perdas de comutação, o que eleva o rendimento do carregador proposto. O estágio de potência do carregador foi projetado e validado por meio de simulações. Um protótipo foi montado e testado em laboratório, onde foram obtidos os resultados experimentais.

Palavras-chave: Carregador de Baterias. Retificador Doze Pulsos. Conversor Ressonante LLC.

ABSTRACT

The present dissertation aims to design a lithium-ion battery charger model. Having as proposal the slow loading of a bank of stationary batteries from the three-phase electric network. The electrical energy coming from the charging of the batteries comes from a compensation system, where photovoltaic panels will supply electricity to the distribution network in return for the consumption required for their charging. It is concluded at this point that the energy needed to charge the batteries comes from photovoltaic solar energy. The energy stored in the bank of stationary batteries will be the source of charge for the electric bus developed by the UFSC Photovoltaic group, connected through a fast charger. The charger has peculiar, such as: robustness, high power factor and high efficiency. The design consists of two stages, the first a twelve-pulse rectifier using the LIT Line Interphase Transformer responsible for the decrease in weight and volume in the AC-DC stage and the second a DC-DC stage responsible for the compatibility between the voltage of rectifier output and the voltage of the stationary battery bank. The latter was chosen by the association of resonant converters LLC in order to reduce the voltage and current stresses on the switches. In addition, by operating in smooth switching ZVS reduces switching losses, which increases the efficiency of the proposed loader. The power stage of the charger was designed and validated by means of simulations. A prototype was assembled and tested in the laboratory, where the experimental results were obtained

Keywords: Battery Charger. Twelve Pulse Rectifier. Resonant Converter LLC.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Consumo Energético no Setor de Transportes no Brasil. 16
Figura 1.2 - Consumo Energético no Setor de Transportes no Brasil. 17
Figura 1.3 - Estrutura para carregamento do Ebus no Sapiens Parque. 18
Figura 1.4 – Ônibus Elétrico no posto de abastecimento no Sapiens Parque 19
Figura 2.1 – Modelo elétrico de baterias baseado em Thévenin 22
Figura 2.2 – Modelo elétrico de baterias baseado em Impedância 23
Figura 2.3 – modelo elétrico de baterias baseados em Tempo de Execução 23
Figura 2.4 – Modelo característico da bateria 24
Figura 2.5 – Composição de cada pack de baterias 27
Figura 2.6 – Arranjo da estrutura de carregamento proposto 27
Figura 2.7 – Curva do SOC em função do tempo de carregamento. 29
Figura 2.8 - Curva da tensão de saída do banco de baterias $Vbat$ e da tensão de circuito aberto Voc 30
Figura 2.9 – Modelo do bando de baterias simulado 31
Figura 2.10 – Tensão de saída no arranjo de baterias 32
Figura 2.11 - Estado de carga durante o carregamento 32
Figura 2.12 - Corrente de carregamento no arranjo de baterias 32
Figura 3.1 – Carregador unidirecional com estágio CC-CC *boost interleaved* 35
Figura 3.2 – Carregador bidirecional half-bridge (a) e carregador bidirecional full-bridge (b). 36
Figura 3.3 – Retificador trifásico a diodo com indutância no lado CC 37
Figura 3.4 - Retificador trifásico a diodo com indutância no lado CA 38
Figura 3.5 - Retificador de doze pulsos com saída série 39
Figura 3.6 - Retificador trifásico com transformador interfase de linha - LIT 39
Figura 3.7 – Retificador trifásico com estágio CC-CC *boost* 40
Figura 3.8 – Retificador *Vienna* 41
Figura 3.9 - Retificador Δ-*Switch*. 41
Figura 3.10 - Retificador trifásico com filtro ativo acoplado a um conversor CC-CC buck *interleaved*. 42
Figura 3.11 - Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck* 43
Figura 3.12 – Retificador SWISS 44
Figura 3.13 – Retificador 6S-Buck 45

Figura 3.14 - Retificador *buck-boost* 45
Figura 3.15 - Retificador de três níveis Tipo-T 46
Figura 3.16 - Arquitetura típica para carregamento de bateria. 47
Figura 3.17 - Conversor ressonante LLC Full-Bridge com saída em corrente 48
Figura 3.18 – Estrutura para carregamento do Ebus no campus UFSC, trindade, Florianópolis. 49
Figura 3.19 - Associação de módulos de conversores: (a) entrada paralela/saída serie (b) entrada serie/saída serie (c) entrada paralela/saída paralela (d) entrada serie/saída paralela. 51
Figura 3.20 - Carregador proposto com os estágios CA-CC e CC-CC 52
Figura 4.1 - Retificador doze pulsos com transformador LIT. 53
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Conversor CA-CC. 54
Figura 4.3 – Sistema de proteção do conversor CA-CC. 54
Figura 4.4 - Representação do Transformador Interfase de Linha – LIT 56
Figura 4.5 – Divisão da corrente de linha no LIT 57
Figura 4.6 – Relação fasorial das correntes no LIT 58
Figura 4.7 Conexão em uma das estrelas do LIT 61
Figura 4.8 - Forma de onda entre os terminais x-y. 61
Figura 4.9 – Fluxo concatenado em um dos núcleos do LIT e a tensão nos terminais x-y. 63
Figura 4.10 - Retificador trifásico doze pulsos com Transformador LIT e Carga Resistiva. 71
Figura 4.11 - Tensão e corrente em uma das fases. 71
Figura 4.12 - Tensão e corrente de saída do retificador de doze pulsos. 72
Figura 4.13 - Tensão nos enrolamentos de um dos núcleos no LIT. 72
Figura 4.14 - Tensão em uma das estrelas do LIT 72
Figura 4.15 - Correntes nos enrolamentos de um dos núcleos. 73
Figura 4.16 - Corrente em uma das estrelas do LIT. 73
Figura 4.17 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras. 74
Figura 4.18 - Tensão Vxy. 74
Figura 4.19 - Tensão sobre um dos indutores de entrada 75
Figura 4.20 - Transitório da tensão e corrente com circuito pré-carga. 75
Figura 4.21 - Amplitude percentual em função das harmônicas da corrente de entrada. 76
Figura 4.22 - Tensão e Corrente em uma das entradas do retificador de doze pulsos. 77
Figura 4.23 - Tensão e Corrente na saída do retificador de doze pulsos. 77
Figura 4.24 - Tensões nos enrolamentos de um dos núcleos do LIT. 78

Figura 4.25 - Tensão em uma das estrelas do LIT. 78
Figura 4.26 - Corrente no primário de um dos núcleos do LIT. 78
Figura 4.27 - Correntes nos secundários de um dos núcleos do LIT. 79
Figura 4.28 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras. 79
Figura 4.29 - Tensão Vxy. 80
Figura 4.30 - Tensão em um dos indutores de entrada. 80
Figura 4.31 - Transitório da tensão e corrente com circuito pré-carga. 81
Figura 4.32 - Amplitude percentual em função das harmônicas da corrente de entrada. 82
Figura 4.33 - Curva da tensão de saída em função do percentual da potência nominal. 83
Figura 4.34 - Curva do fator de potência em função do percentual da potência nominal. 84
Figura 4.35 - Curva da THD em função do percentual da potência nominal. 84
Figura 4.36 – Curva rendimento em função do percentual da potência nominal. 85
Figura 4.37 – LIT e indutores de entrada 86
Figura 4.38 – Retificador de doze pulsos com filtro capacitivo 86
Figura 5.1 - Conversor ressonante Half-Bridge 88
Figura 5.2 - Conversor ressonante LLC Full-Bridge 88
Figura 5.3 - Conversor Ressonante LLC Ponte Completa 88
Figura 5.4 - Circuito simplificado do conversor ressonante LLC 89
Figura 5.5 - Forma de onda de Vx e sua respectiva componente fundamental. 90
Figura 5.6 - Forma de onda de Vy e sua respectiva componente fundamental. 91
Figura 5.7 - Conversor ressonante LLC em função das componentes harmônicas. 91
Figura 5.8 - Circuito equivalente CA. 92
Figura 5.9 - Diagrama fasorial do circuito equivalente CA. 93
Figura 5.10 – Razão entre $fr2/fr1$ em função de λ. 99
Figura 5.11 – Ganho estático M em função da frequência fn para diferentes valores de Io'. 99
Figura 5.12 - Ganho estático M em função da corrente de carga normalizada ($I'o$) para diferentes valores de fn. 100
Figura 5.13 - Ganho estático para o conversor LLC à vazio para diferentes valores de λ. 101
Figura 5.14 - Ganho estático M em função da frequência normalizada fn para diferentes valores de Q. 104
Figura 5.15 - Ganho estático M em função do fator de qualidade Q para valores de fn. 105
Figura 5.16 - Circuito tanque ressonante do conversor ressonante LLC. 106
Figura 5.17 - Ganho estático em função de fn para diferentes valores de Io'. 106

Figura 5.18 - Frequência mínima normalizada em função da corrente de carga Io' para diferentes valores de λ. 108
Figura 5.19 - Circuito tanque ressonante operando à vazio. 108
Figura 5.20 - Formas de Onda do conversor ressonante LLC operando à vazio. 109
Figura 5.21 – Corrente no interruptor durante a comutação Imp em função de fn para $\lambda = 0{,}2$. 112
Figura 5.22 - Etapas de comutação de um dos braços do inversor 113
Figura 5.23 - Formas de onda no instante de comutação em um dos braços do inversor Full-Bridge 114
Figura 5.24 – Circuito equivalente conversor ressonante LLC para FHA 117
Figura 5.25 - Impedância de entrada parametrizada $Z1$ para $\lambda = 0{,}2$ e valores de fn. 119
Figura 5.26 - Circuito equivalente conversor LLC em curto-circuito (a) e circuito aberto (b) 119
Figura 5.27 – Corrente de pico do capacitor Cr em função de fn para diferentes valores de Q 121
Figura 5.28 – Tensão de pico parametrizado do capacitor Cr em função de fn para diferentes valores de Q 123
Figura 5.29 - Formas de onda básica para operação com $fs < fr1$. 126
Figura 5.30 - Curvas das correntes nos interruptores da ponte inversora e a corrente no circuito série ressonante 127
Figura 5.31 - Etapas de operação do conversor para $fs < fr1$. 129
Figura 5.32 - Conversor ressonante LLC dimensionado 131
Figura 5.33 - Corrente Imp em função de Q_{max} 133
Figura 5.34 - Curva característica da tensão de saída em função da frequência de comutação normalizada. 134
Figura 5.35 - Núcleo e carretel do tipo E 137
Figura 5.36 - Área da seção ocupada pelos enrolamentos 138
Figura 5.37 –Enterro no núcleo EE 139
Figura 5.38 - ângulo entre $Vx1$ e $ix1$ para os valores de $Rca_{máx}$ e Rca_{min} 148
Figura 5.39 – Circuito simulado no *software* PSIM 9.1.1 do conversor ressonante LLC para potência de 4 kW. 153
Figura 5.40 – Formas de onda simuladas para $fs = 64\ kHz$ 154

Figura 5.41 – Formas de onda da corrente nos interruptores $S1$ e $S2$ e relação da corrente de defasagem entre ix e Vab para $fs = 64\ kHz$. 155
Figura 5.42 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor $S1$ dentro do intervalo de comutação para $fs = 64\ kHz$. 156
Figura 5.43 – Formas de onda dos capacitores $C1$ e $C2$ associados aos interruptores para $fs = 64\ kHz$. 157
Figura 5.44 – Formas de onda da corrente e tensão no capacitor de ressonância $fs = 64kHz$. 158
Figura 5.45 - Formas de onda da corrente e tensão em um dos diodos da ponte retificadora para $fs = 64\ kHz$. 159
Figura 5.46 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor ressonante LLC para 4 kW e $fs = 64\ kHz$. 160
Figura 5.47 – Formas de onda simuladas para $fs = 94\ kHz$ 161
Figura 5.48 – Formas de onda da corrente nos interruptores $S1$ e $S2$ e relação da corrente de defasagem entre ix e Vab para $fs = 94\ kHz$. 162
Figura 5.49 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor $S1$ dentro do intervalo de comutação para $fs = 94\ kHz$. 163
Figura 5.50 – Formas de onda dos capacitores $C1$ e $C2$ associados aos interruptores para $fs = 94\ kHz$. 164
Figura 5.51 – Formas de onda da corrente e tensão no capacitor de ressonância $fs = 94\ kHz$. 165
Figura 5.52 – Formas de onda da corrente e tensão em um dos diodos da ponte retificadora para $fs = 94\ kHz$. 166
Figura 5.53 – Forma de onda da Corrente no capacitor de barramento do conversor ressonante LLC para $fs = 94kHz$. 166
Figura 5.54 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor ressonante LLC para $fs = 94\ kHz$. 167
Figura 5.55 – Associação conversores ressonantes LLC com entradas em paralelo e saída série 168
Figura 5.56 – Formas de onda da corrente elétrica na entrada dos conversores ressonantes LLC operando em $fs = 64\ kHz$ 169
Figura 5.57 – Formas de onda da corrente elétrica na entrada dos conversores ressonantes LLC operando em $fs = 94\ kHz$ 169

Figura 5.58 – Formas de onda da tensão e corrente de saída proveniente da associação dos três conversores operando em $fs = 64\ kHz$.....170
Figura 5.59 – Formas de onda da tensão e corrente de saída proveniente da associação dos três conversores operando em $fs = 94\ kHz$.....170
Figura 5.60 - Conversor ressonante LLC com capacitores de braço e de entrada. 171
Figura 5.61 – Modelo do DSP TMS320F28069M da Texas Instruments.....172
Figura 5.62 - *Gate driver* utilizado nos interruptores do conversor ressonante LLC.....173
Figura 5.63 – Tensão de entrada do conversor ressonante LLC para frequência $fs = 64\ kHz$. 174
Figura 5.64 – Corrente de entrada do conversor ressonante LLC para $fs = 64\ kHz$. 175
Figura 5.65 – Tensões Vab e Vcb para $fs = 64\ kHz$.....175
Figura 5.66 – Corrente ILr para $fs = 64\ kHz$ 176
Figura 5.67 – Tensão Vab e Corrente no circuito ressonante para $fs = 64\ kHz$.....177
Figura 5.68 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e seus sinais de gatilho para $fs = 64\ kHz$. 178
Figura 5.69 - Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e os valores máximos e mínimos de gatilho para $fs = 64\ kHz$. 179
Figura 5.70 – Tensão sobre a associação correspondente ao capacitor Cr para $fs = 64\ kHz$ 180
Figura 5.71 – Tensão sobre um dos diodos da ponte retificadora para $fs = 64\ kHz$ 180
Figura 5.72 – Corrente de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $fs = 64\ kHz$. 181
Figura 5.73 – Tensão de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $fs = 64\ kHz$.181
Figura 5.74 – Tensão de entrada do conversor ressonante LLC para frequência $fs = 94\ kHz$. 182
Figura 5.75 - Corrente de entrada do conversor ressonante LLC para $fs = 94\ kHz$.....182
Figura 5.76 – Tensões Vab e Vcb para $fs = 94\ kHz$.....183
Figura 5.77 – Corrente ILr para $fs = 94\ kHz$ 184
Figura 5.78 - Tensão Vab e Corrente no circuito ressonante para $fs = 94kHz$. 185
Figura 5.79 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e seus sinais de gatilho para $fs = 94\ kHz$. 186
Figura 5.80 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e os valores máximos e mínimos de gatilho para $fs = 94\ kHz$. 186

Figura 5.81 – Tensão sobre a associação correspondente ao capacitor Cr para $fs = 94\ kHz$ 187
Figura 5.82 – Tensão sobre um dos diodos da ponte retificadora para $fs = 94\ kHz$ 187
Figura 5.83 – Corrente de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $fs = 94\ kHz$. 188
Figura 5.84 – Tensão de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $fs = 94\ kHz$. 189
Figura 5.85 – Rendimento do conversor ressonante LLC em função da potência nominal. .. 190
Figura 5.86 - Carregador de Baterias 191
Figura 5.87 – Tensão do barramento CC e tensão na saída da associação de conversores para $fs = 64\ kHz$. 192
Figura 5.88 - Correntes de entrada de cada conversor LLC associado para $fs = 64\ kHz$. 192
Figura 5.89 - Corrente de saída da associação dos conversores ressonantes para $fs = 64\ kHz$. 193
Figura 5.90 – Tensão do barramento CC e tensão na saída da associação de conversores para $fs = 94\ kHz$. 194
Figura 5.91 – Correntes de entrada de cada conversor LLC associado para $fs = 94\ kHz$. .. 195
Figura 5.92 – Corrente de saída da associação dos conversores ressonantes para $fs = 94\ kHz$. 195
Figura 5.93 - Protótipo Conversor Ressonante LLC 197
Figura 5.94 – Vista Frontal do carregador de baterias 198
Figura 5.95 – Vista superior do carregador de baterias 198

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação dos principais modelos de circuitos. 24
Tabela 2 - Valores típicos de operação das baterias de íon-lítio modelo P140 da Mitsubishi para cada célula 26
Tabela 3 – Comparação dos resultados do conversor CA-CC em 12 kW. 81
Tabela 4 – Comparação dos resultados de um conversor ressonante LLC em 64 kHz e para metade da carga. 196
Tabela 5 – Comparação dos resultados para operação em 64kHz para metade da carga 197

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
LIT	Transformador Interfase de Linha
EV	Veículos Elétricos
SOC	Estado de Carga
THD	Taxa de Distorção Harmônica
FP	Fator de Potência
PFC	*Power Factor Correction* / Correção do Fator de Potência
EMI	Interferência Eletromagnética
ZVS	*Zero Voltage Switching*
SRC	Conversor Série Ressonante
RPC	Conversor Paralelo Ressonante
FM	Modulação de Frequência
PWM	*Pulse Width Modulation* / Modulação por Largura de Pulso
FHA	Aproximação da Primeira Harmônica
ZCS	*Zero Current Switching*

LISTA DE SÍMBOLOS

R_{Serie}	Resistência série
$R_{Transiente}$	Resistência de transitório
$C_{Transiente}$	Capacitância de transitório
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
Z_{AC}	Impedância equivalente
$C_{capacity}$	Capacitância da bateria
I_{bat}	Corrente da bateria
$R_{Transiente_S}$	Resistência de transitório de curta duração
$C_{Transiente_S}$	Capacitância de transitório de curta duração
$R_{Transiente_L}$	Resistência de transitório de longa duração
$C_{Transiente_L}$	Capacitância de transitório de longa duração
$SOC(t)$	Estado de carga da bateria em função do tempo
V_{BAT}	Tensão na bateria
V_{fase}	Tensão de fase
V_L	Tensão de linha
V_{ind}	Tensão sobre o indutor do filtro indutivo
f_{rede}	Frequência da rede
P_{ind}	Potência reativa no indutor série
P_{carga}	Potência entregue para a carga
$\vec{I}_1$	Vetor de corrente no primário do LIT
$\vec{I}_2$	Vetor de corrente no secundário do LIT
$\vec{i}_a$	Vetor de corrente na fase a
$\vec{i}_b$	Vetor de corrente na fase b
$\vec{i}_c$	Vetor de corrente na fase c
N_2	Relação de transformação
n_a	Número de espiras na fase a
n_b	Número de espiras na fase b
n_c	Número de espiras na fase c

n	Número de pulsos da ponte retificadora
φ	Ângulo de comutação
I_L	Corrente de linha
$P_{3\phi}$	Potência trifásica
I_{carga}	Corrente na carga
I_{Lpico}	Corrente de pipo da corrente de linha
V_{carga}	Tensão na carga
Vxy_{ef}	Valor eficaz da tensão entre os nós X e Y
P_{LIT}	Potência processada por cada LIT
V_a	Módulo da tensão na fase a
V_b	Módulo da tensão na fase b
V_c	Módulo da tensão na fase c
Φ	Fluxo magnético
Λ	Fluxo concatenado
I_m	Corrente magnetizante
M	Indutância mútua
ε	Força eletromotriz
S_M	Seção magnética
I_{ponte}	Corrente na ponte retificadora
Vr_D	Tensão reversa sobre a ponte retificadora
V_{La}	Tensão no enrolamento La
V_{Lb}	Tensão no enrolamento Lb
V_{Lc}	Tensão no enrolamento Lc
C_{out}	Capacitância equivalente do barramento
V_{isol}	Tensão de isolação do capacitor de barramento
L_r	Indutância do circuito ressonante
L_m	Indutância de magnetização
C_r	Capacitância do circuito de ressonância
C_o	Capacitância de carga
R_o	Resistência de carga

$V_o^{'}$	Tensão refletida no primário do transformador
V_x	Tensão de saída da ponte retificadora *full-bridge*
T_s	Período de comutação
V_{x1}	Componente fundamental da tensão de saída da ponte retificadora *full-bridge*
i_{x1}	Componente fundamental da corrente de saída da ponte retificadora *full-bridge*
V_y	Tensão de entrada da ponte retificadora a diodo
V_{y1}	Componente fundamental da tensão de entrada da ponte retificadora a diodo
i_{y1}	Componente fundamental da corrente de entrada da ponte retificadora a diodo
ϕ	Ângulo entre as tensões V_{x1} e V_{y1}
ω_s	Frequência angular
V_{th}	Tensão equivalente de Thévenin
Z_{th}	Impedância equivalente de Thévenin
V_{xp}	Pico da componente fundamental da tensão de saída da ponte retificadora full-bridge
V_{yp}	Pico da componente fundamental da tensão de entrada da ponte retificadora a diodo
I_o	Corrente média na carga
I_{xp}	Pico da componente fundamental da corrente de saída da ponte retificadora *full-bridge*
I_{yp}	Pico da componente fundamental da corrente de entrada da ponte retificadora a diodo
$I_o^{'}$	Corrente de carga refletida no primário do transformador
$\overline{I}_o^{'}$	Corrente de carga refletida no primário do transformador normalizada
ω_n	Frequência angular normalizada
f_n	Frequência normalizada
ω_{r_1}	Frequência angular do circuito ressonante
f_{r_1}	Frequência do circuito ressonante
$\overline{I}_o$	Corrente de carga normalizada
λ	Relação entre a indutância do circuito ressonante e de magnetização
f_{r_2}	Frequência de operação do circuito ressonante
Q	Fator de qualidade

V_{ca}	Tensão no primário do transformador em função dos valores médio na carga
I_{ca}	Corrente no primário do transformador em função dos valores médio na carga
R_{ca}	Resistência de carga refletida no primário
I_{mp}	Corrente responsável pelo carregamento e descarregamento dos capacitores de comutação
$\overline{I_{mp}}$	Corrente responsável pelo carregamento e descarregamento dos capacitores de comutação normalizada
I_{Lm}	Corrente da indutância magnetizante
$\overline{I_{Lm}}$	Corrente da indutância magnetizante normalizada
$I_{S_{méd}}$	Corrente média no interruptor da ponte *full-bridge*
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor da ponte *full-bridge*
V_s	Tensão de bloqueio dos interruptores da ponte *full-bridge*
$I_{D_{méd}}$	Corrente média no diodo retificador LLC
$I_{D_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo retificador LLC
V_{D_R}	Tensão de bloqueio dos diodos da ponte retificadora LLC
I_1	Corrente de entrada conversor ressonante 1
I_2	Corrente de entrada conversor ressonante 2
I_3	Corrente de entrada conversor ressonante 3
V_{LLC}	Tensão de saída de um dos conversores LLC
I_{LLC}	Corrente de saída de um dos conversores LLC
I_{BAT}	Corrente de saída do carregador
V_{BAT}	Tensão de saída do carregador

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 15

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO 15

1.2 JUSTIFICATIVAS 16

1.3 OBJETIVOS 19

2 BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 20

2.1 BREVE HISTÓRICO 20

2.2 MODELAGEM DAS BATERIAS 21

2.2.1 Modelo elétrico das baterias 22

2.2.2 Modelo Proposto por *Min Chen e Rincon-Mora* 24

2.3 ARRANJO DE BATERIAS PROPOSTO 26

2.3.1 Modelo do sistema de carregamento 28

2.3.2 Simulação da etapa de carregamento 31

3 CARREGADORES DE BATERIAS ESTACIONÁRIAS 33

3.1 ESRUTURA DE CARREGAMENTO MONOFÁSICO 34

3.2 ESRUTURA DE CARREGAMENTO TRIFÁSICO 36

3.2.1 Retificadores a diodos 36

3.2.2 Retificadores multipulsos 38

3.2.3 Retificadores a diodos com PFC tipo *boost* 40

3.2.3.1 Retificadores trifásico com estágio CC-CCC *boost* 40

3.2.3.2 Retificador Vienna 41

3.2.3.3 Retificador Δ-Switch 41

3.2.4 Retificadores a diodos com PFC tipo *buck* 42

3.2.4.1 Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved* 42

3.2.4.2 Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck* 43

3.2.4.3 Retificador SWISS 44

3.2.4.4 Retificador *6S-Buck* 44

3.2.5 Retificador *Buck-Boost* 45
3.2.6 Retificador multiníveis 46
3.3 CONVERSORES RESSONANTES EM SISTEMAS DE CARREGAMENTO 46
3.4 CARREGADOR PROPOSTO 48
4 CONVERSOR CA-CC 53
4.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO DOZE PULSOS COM LIT 53
4.1.1 Estrutura do retificador doze pulsos com LIT 54
4.1.1.1 Sistema de proteção 54
4.1.1.2 Filtros de entrada 55
4.1.1.3 Transformador Interfase de Linha – LIT 56
4.1.1.3.1 Transformador Interfase de Linha – LIT 56
4.1.1.3.2 Corrente nos enrolamentos do LIT 59
4.1.1.3.3 Tensão média de saída dos retificadores 60
4.1.1.3.4 Potência processada em cada transformador do LIT 61
4.1.1.3.5 Tensão nos enrolamentos do LIT 62
4.1.1.3.6 Indutância dos enrolamentos do LIT 63
4.1.1.3.7 Número de espiras dos enrolamentos do LIT 65
4.1.1.4 Ponte retificadora 66
4.1.1.5 Filtro de saída 66
4.2 DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR CA-CC 67
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO 70
4.3.1 Formas de onda 71
4.3.2 Distorção Harmônica Total e Fator de Potência 75
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 76
4.4.1 Distorção Harmônica Total e Fator de Potência 82
4.4.2 Curvas características de operação 83
4.4.2.1 Tensão de saída em função do percentual da potência nominal 83

4.4.2.2 Fator de Potência em função do percentual da potência nominal 84
4.4.2.3 Distorção Harmônica Total (THD) em função do percentual da potência nominal .. 84
4.4.2.4 Rendimento em função do percentual da potência nominal..... 85
4.4.3 Apresentação do protótipo 85
5 CONVERSOR CC-CC..... 87
5.1 CONVERSOR RESSONANTE LLC 88
5.1.1 Circuito equivalente do conversor ressonante LLC por FHA 89
5.1.2 Ganho estático..... 92
5.1.3 Ganho estático em função de λ 96
5.1.4 Análise do comportamento à vazio 100
5.1.5 Ganho estático em função de Q 102
5.1.6 Comutação ZVS em função da frequência normalizada 105
5.1.7 Princípio de funcionamento análise de comutação 108
5.1.7.1 Corrente no interruptor no instante da comutação 109
5.1.7.2 Análise das etapas de comutação 112
5.1.8 Impedância de entrada 116
5.1.8.1 Corrente e tensão no capacitor de ressonância C_r 120
5.1.9 Etapas de operação do conversor ressonante LLC 123
5.1.9.1 Descrição das faixas de operação 123
5.1.9.2 Etapas de operação para $fs < fr1$..... 124
5.1.10 Esforços nos interruptores..... 126
5.1.11 Esforços nos diodos 129
5.1.12 Capacitor de saída CC 131
5.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR RESSONANTE LLC 131
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO 152
5.3.1 Formas de onda 153

5.3.1.1 Formas de onda para operação do conversor com frequência de comutação em 64 kHz. 153

5.3.1.2 Formas de onda para operação do conversor com frequência de comutação em 94 kHz. 160

5.3.1.3 Formas de onda para associação dos conversores ressonantes LLC 167

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 171

5.4.1 Formas de onda experimentais para operação em 64 kHz..... 174

5.4.2 Formas de onda experimentais para operação em 94 kHz..... 182

5.4.3 Rendimento do conversor ressonante LLC 189

5.4.4 Formas de onda experimentais do carregador de baterias 190

5.4.5 Formas de onda experimentais do carregador de baterias em 64 kHz 191

5.4.6 Formas de onda experimentais do carregador de baterias em 94 kHz 193

5.4.7 Erro percentual dos valores simulados e experimentais..... 196

5.4.8 Apresentação do protótipo 197

6 CONCLUSÃO 199

REFERÊNCIAS 201

APÊNDICE A – Dimensionamento Retificador doze pulsos com LIT..... 205

APÊNDICE B – Dimensionamento Conversor Ressonante LLC 213

APÊNDICE C – Schematic Retificador doze pulsos com LIT..... 249

APÊNDICE D – PCB Retificador doze pulsos com LIT 250

APÊNDICE E – Schematic Conversor Ressonante LLC 252

APÊNDICE F – PCB Conversor Ressonante LLC 253

APÊNDICE G – Schematic Circuito de Condicionamento de Sinais..... 254

APÊNDICE H – PCB Circuito de Condicionamento de Sinais 255

APÊNDICE I – Schematic Circuito gate driver..... 256

APÊNDICE J – PCB Circuito de Gate Driver 257

APÊNDICE L – Código implementado no DSP TMS320F28069M 258

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

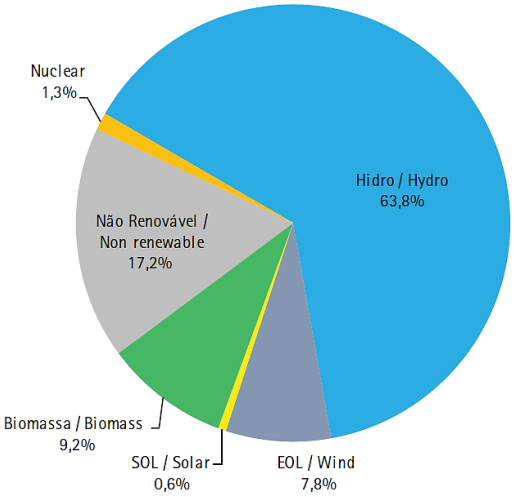
Com a crescente tendência mundial na convergência de mudanças das matrizes energéticas [1] e, por conseguinte a redução de poluentes emitidos para a atmosfera, a exemplo dos monóxidos e dióxidos de carbono gerados pela queima dos combustíveis fósseis em veículos automotivos, surge uma forte perspectiva de se criar projetos que visem aprimorar técnicas que tornem esse sistema viável. De acordo [2], que descreve a composição do Balanço Energético no Brasil em 2017, a *Oferta Interna de Energia Elétrica por Fonte* é dita predominantemente renovável com valores percentuais de 80,2%, onde deste, apenas 0,4% foi atribuído para o consumo de combustíveis veiculares por meio de energia elétrica.

Ainda segundo o estudo, dentre a capacidade total instalada de geração de energia elétrica, o Brasil chegou a 157.112 MW no ano de 2017, o que correspondeu a um acréscimo de 6.775 MW sobre os dados obtidos na última análise. Do valor agregado, 3.350 MW, ou seja 49,5%, foram gerados por centrais hidráulicas, enquanto as eólicas responderam por outros 2.159 MW equivalente à 31,9% da capacidade adicionada.

Um destaque importante para a evolução da potência instalada, surge da energia solar fotovoltaica que atingiu a marca de 935 MW, bem superior aos 24 MW obtidos em 2016. Apesar do seu considerável crescimento, advindo principalmente pelos marcos regulatórios da geração distribuída [3], a energia solar fotovoltaica ainda consta valores ínfimos na participação como fonte de geração na capacidade instalada, com apenas 0,6% (Figura 1.1). Em valores absolutos, a fonte de energia solar fotovoltaica para micro e mini geração distribuída correspondeu a 165,87 GWh e 174,5 MW de geração e potência instalada, respectivamente.

Apesar das condições climáticas serem extremamente favoráveis para a geração de energia elétrica por meio de geradores fotovoltaicos, é válido dizer que sua geração é subordinada à irradiação solar, o que de fato não é possível ao longo das vinte e quatro horas do dia. Por isso sistemas de compensação de energia elétrica com conexão com a rede ou de carregamento de baterias associado a geração solar fotovoltaica tem se tornado cada vez mais aplicáveis, de forma a superar as dificuldades da geração solar fotovoltaica.

Figura 1.1 – Consumo Energético no Setor de Transportes no Brasil.



Fonte: [2].

1.2 JUSTIFICATIVAS

Com base no exposto da seção anterior, o Brasil apesar de possuir uma forte tendência na geração de energia elétrica advinda de fontes renováveis, têm em sua matriz energética valores ínfimos atribuídos da geração fotovoltaica. Em paralelo a isso, concentra valores insignificantes para o consumo de energia elétrica em veículos automotivos.

Pensando nisso e somado à visão empreendedora de pesquisadores, empresas parceiras como a WEG, Marcopolo, Mercedes e Electra, além da própria Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, buscou-se desenvolver um projeto que associasse a mobilidade urbana ao uso de energias renováveis em veículos automotivos.

Foi com esse escopo que o projeto de um Ônibus Elétrico – Ebus foi implementado. O objetivo central de sua implementação era realizar cinco viagens por dia, com um percurso médio de 52 km por viagem. Percurso esse que se estenderia do Sapiens Parque à UFSC e retorno, onde prestaria serviços regulares e gratuitos para a comunidade UFSC, totalmente alimentado pela energia elétrica gerada nos painéis fotovoltaicos do Centro de Pesquisa e Capacitação em Energia Solar da UFSC, no Sapiens Parque, no norte da ilha de Santa Catarina, na cidade Florianópolis, Figura 1.2.

O carregamento do Ebus, Figura 1.4, se dá pelo processo de compensação de energia elétrica [3], através da própria rede de distribuição, no qual a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é injetada na rede elétrica e em consonância com a concessionária local permite que seja aproveitada em dado momento do dia para a energização do ônibus, Figura 1.3.

Tendo sido inaugurado em dezembro de 2016, o ônibus elétrico alimentado por energia solar da UFSC iniciou o serviço regular de transporte entre o Campus Trindade e o Sapiens Parque em março de 2017.

Figura 1.2 – Centro de Pesquisa e Capacitação em Energia Solar da UFSC.



Fonte: [4].

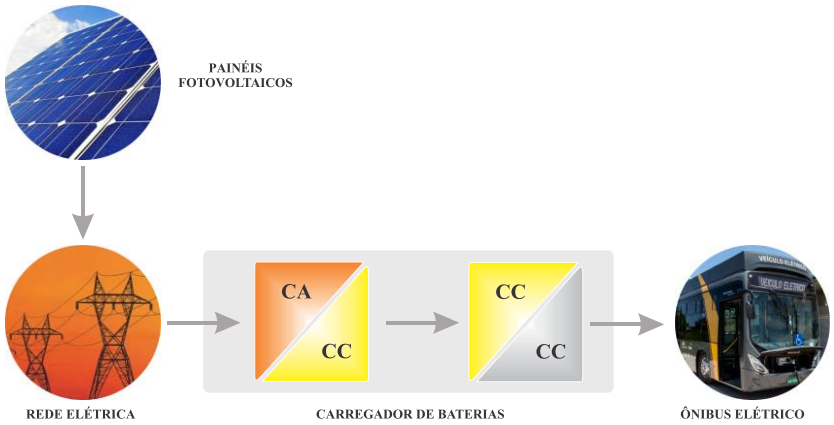
O projeto tem por limitação advinda do próprio arranjo de baterias veiculares que compõe o Ebus. Sua capacidade de carga se encerra ao final no percurso descrito de 52 km. Buscando aprimorar o seu desenvolvido, o projeto de P&D financiado pelo grupo ENGIE (Tractebel), pretende construir um novo carregador a ser localizado na Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, campus trindade.

Com topologia diferente da empregada no Sapiens Parque, o Ebus irá se carregar através de um banco de baterias estacionárias de íon de lítio situada da UFSC, campus trindade. O carregamento das baterias veiculares se dará a partir da conexão das baterias estacionárias por intermédio de um carregador com características de carregamento rápido, em torno de 30 minutos. A grande vantagem desse processo será a diminuição da potência instantânea absorvida da rede no momento de carregamento do Ebus.

O projeto, porém, carece de uma necessidade que este trabalho busca solucionar, o desenvolvimento de um carregador lento para as baterias estacionárias de íon-lítio carregadas a partir da conexão com rede elétrica, em um sistema de compensação semelhante ao que já existe no campus da UFSC, localizada no Sapiens Parque.

O carregador das baterias estacionárias tem por objetivo um carregamento lento, com sua potência podendo variar até 12 kW e duração de até 10 horas.

Figura 1.3 - Estrutura para carregamento do Ebus no Sapiens Parque.



Fonte: Autor.

O projeto tem por limitação advinda do próprio arranjo de baterias veiculares que compõe o Ebus. Sua capacidade de carga se encerra ao final no percurso descrito de 52 km.

Buscando aprimorar o seu desenvolvido, o projeto de P&D financiado pelo grupo ENGIE (Tractebel), pretende construir um novo carregador a ser localizado na Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, campus trindade.

Com topologia diferente da empregada no Sapiens Parque, o Ebus irá se carregar através de um banco de baterias estacionárias de íon de lítio situada da UFSC, campus trindade. O carregamento das baterias veiculares se dará a partir da conexão das baterias estacionárias por intermédio de um carregador com características de carregamento rápido. A grande vantagem desse processo será a diminuição da potência instantânea absorvida da rede no momento de carregamento do Ebus.

O projeto, porém, carece de uma necessidade que este trabalho busca solucionar, o desenvolvimento de um carregador lento para as baterias estacionárias de íon de lítio carregadas a partir da conexão com rede elétrica, em um sistema de compensação semelhante ao que já existe no campus da UFSC, localizada no Sapiens Parque.

O carregador das baterias estacionárias tem por objetivo um carregamento lento, com sua potência podendo variar até 12 kW e duração de até 10 horas.

Figura 1.4 – Ônibus Elétrico no posto de abastecimento no Sapiens Parque



Fonte: [5].

1.3 OBJETIVOS

A presente dissertação tem como objetivo principal propor uma topologia para o carregamento lento de baterias estacionárias de íon-lítio com potência de 12 kW para o ônibus elétrico – Ebus.

Com base nesse objetivo se traça os seguintes objetivos específicos:

- Motivar o uso da energia solar fotovoltaica em aplicações com veículos elétricos.
- Apresentar as topologias do Retificador Trifásico de Doze Pulsos utilizando o Transformador Interfase de Linha – LIT e do Conversor Ressonante LLC;
- Validar por meio de simulações os conversores propostos;
- Levantar as principais formas de onda dos conversores CA-CC e CC-CC para o estágio de potência;

2 BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

2.1 BREVE HISTÓRICO

Em 1817, Johan Arfvedson ao realizar uma série de experimentações em uma rocha do tipo petalite (LiAlSi4O10), conseguiu isolar o lítio de sua composição, batizando seu nome pela palavra grega “Lithos”, que significa pedra.

Durante o ano de 1855, o alemão Robert Bunsen e britânico Augustus Matthiessen, produziram simultaneamente um grande volume de lítio metálico a partir da eletrólise do sal de cloreto de lítio [5]. Mesmo com sua descoberta, sua potencialidade para o sistema de armazenamento de energia só foi investigada um século e meio depois.

Por possuir características de um metal leve, com elevado potencial eletroquímico e uma alta densidade energética, têm se tornado bastante atrativo no que diz respeito ao uso em sistemas de armazenamento de energia, que necessitam de elevadas densidades de potência e energia [5] - [6].

A aplicação e comercialização em sistemas de armazenamento que faz uso do lítio como ânodo se deu em meados dos anos de 1970, em baterias primárias não recarregáveis. Uma década depois foi então desenvolvida a primeira bateria recarregável que utilizava o ânodo de lítio metálico. Contudo, ao utilizar o lítio como ânodo na forma metálica em uma bateria recarregável, existe uma a alta reatividade, originado de reações violentas, que pode ocasionar explosões e chamas, o que apresentou uma série de limitações a sua aplicação por motivos de segurança.

Para tentar solucionar esse problema utilizou-se o lítio na forma iônica, com o emprego de ânodo à base de grafite e de compostos de lítio com características de inserção iônica como cátodo.

Comercialmente, a Sony apresentou no início da década de 90 a primeira bateria recarregável de íon-lítio, baseada no ânodo de grafite (C) e cátodo de cobaltado de lítio (LiCoO2), com uma tensão nominal por célula equivalente a 3,6 V [7].

Atualmente, por apresentarem características como altas densidades de energia e de potência, as baterias de lítio-íon (Li-íon) surgem como a principal fonte para o armazenado de carga em equipamentos portáteis.

Outra aplicação para as baterias de Li-íon e que surge como uma forte tendência para os sistemas de armazenamento, diz respeito ao seu uso em VEs, seja para o seu carregamento

ou mesmo sua operação a fim de substituir os combustíveis fosseis, tendo seu estudo já desenvolvido em diversos países, através de pesquisas realizadas em parceria entre empresas, universidades e centros de pesquisa [8].

2.2 MODELAGEM DAS BATERIAS

O crescente uso das baterias de íon de lítio têm forçado um aumento na gama de estudos para o aprimoramento de seus conceitos. Um dos principais indicadores que descrevem o comportamento da bateria no processo de carga e descarga é comumente conceituado como o *estado de carga* – SOC, utilizado para representar a energia residual da bateria de íon de lítio.

Tem sido um dos desafios para o estudo do comportamento elétrico das baterias de íon de lítio a criação de modelos matemáticos que representem seu estado físico de operação. É possível encontrar na literatura um conjunto de modelos dos mais diversos e com os mais variados graus de complexidade.

Basicamente, os modelos de bateria para estimativa de SOC podem ser classificados por modelos eletroquímicos, matemáticos e elétricos, [9], [10] e [11].

Os modelos eletroquímicos [12], [13] têm sua aplicação destinada a otimizar os aspectos de projeto físico das baterias, caracterizar os mecanismos fundamentais de sua geração e relacionar parâmetros macroscópicos, tensão e corrente, por exemplo, e os microscópicos, na distribuição de concentração no interior da bateria.

Um dos problemas de se tratar com esse nível de modelamento das baterias diz respeito à sua complexidade, uma vez que este faz uso de sistema de equações diferenciais parciais [14], na qual o resultado é dispendioso e depende de uma solução por simulação, algoritmos numéricos complexos e informações específicas da bateria que são difíceis de obter, por causa do própria natureza da tecnologia.

Outra solução para modelagem das baterias de Li-íon advém de modelos matemáticos [15], [16], [17] e [18]. Apesar de uma difícil abstração do comportamento físico das baterias, surge a partir de equações empíricas ou métodos matemáticos como abordagens estocásticas [16] como método de previsibilidade sobre o tempo de carregamento, eficiência ou capacidade da bateria, porém esses modelos não oferecem informações sobre os parâmetros I – V que é fundamental para simulação e otimização de circuitos.

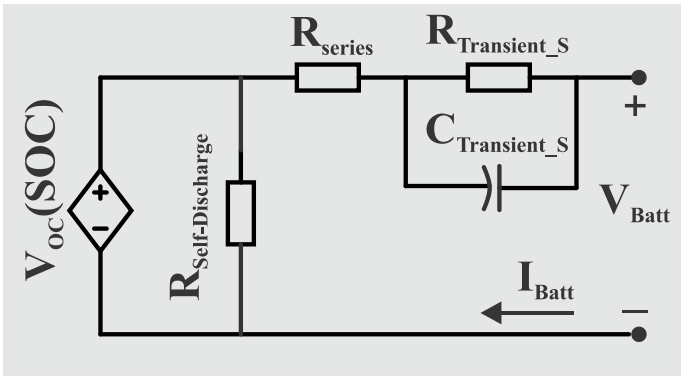
Os modelos elétricos [9], [19] e [20] por apresentarem excelente precisão em seus resultados e facilidade na interpretação dos fenômenos físicos das baterias, têm se mostrado uma ferramenta poderosa para a modelagem desses sistemas. Consiste em modelo que se utiliza da combinação de fontes de tensão, resistores e capacitores para a definição do seu comportamento físico.

2.2.1 Modelo elétrico das baterias

Existe um número bastante significativo de modelos elétricos para a representação de baterias, sejam elas de chumbo-ácido até as de polímeros de íon de lítio. Basicamente a maioria desses modelos elétricos se enquadram em três categorias: Thévenin [19] - [21], impedância [22] - [23] e modelos baseados em tempo de execução [9], [24], [25].

O modelo elétrico de bateria baseado na topologia de Thévenin, expresso na Figura 2.1, utiliza um resistor série R_{Series} com uma associação paralela $R_{Transient} - C_{Transient}$ de sorte apresentar a resposta transitória para um estado particular de carga. Assume-se para esse caso particular de modelagem a tensão de circuito aberto V_{oc} constante, o que impede a percepção de variações de tensão da bateria estacionárias, comumente tratada como resposta CC da bateria, bem como informações de tempo de execução.

Figura 2.1 – Modelo elétrico de baterias baseado em Thévenin

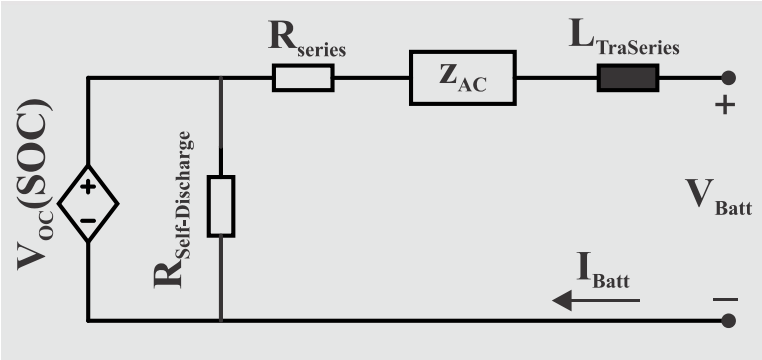


Fonte: Adaptado de [26]

Para o modelo baseado em impedância, Figura 2.2, emprega-se o método da espectroscopia para definir a impedância eletroquímica e assim obter um modelo de impedância AC – equivalente no domínio da frequência [26]. A impedância equivalente Z_{AC}, permite o ajuste os espectros de impedância que descrevem o comportamento da bateria.

A dedução do modelo elétrico baseado por impedância é difícil, complexo e não intuitivo, tendo ainda um fator de limitação sobre seu uso em casos em que se permitam o emprego de um SOC fixo e sujeito a ajuste de temperatura [22], o que resulta em uma análise do comportamento da bateria em que não se permite prever a resposta CC ou do tempo de execução da bateria.

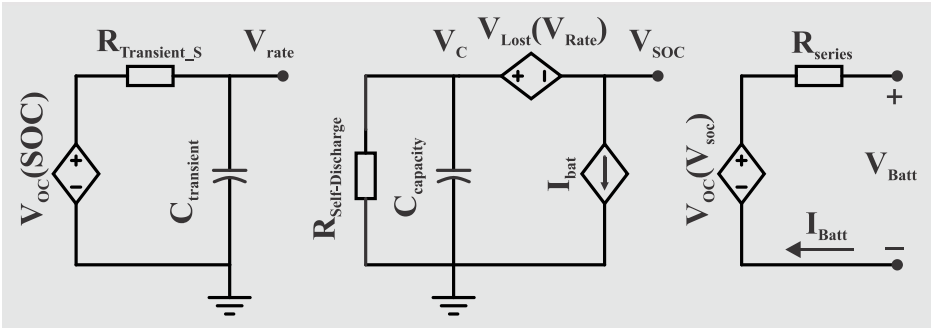
Figura 2.2 – Modelo elétrico de baterias baseado em Impedância



Fonte: Adaptado de [26].

A Figura 2.3 representa o modelo elétrico de baterias baseados em tempo de execução, no qual descreve um cadeia de circuitos para emular o tempo de execução e a resposta da tensão CC da bateria para uma corrente de descarga constante. Contudo, esse modelo não pode prever nem tempo de execução nem resposta de tensão para variações de correntes de carga com precisão.

Figura 2.3 – modelo elétrico de baterias baseados em Tempo de Execução



Fonte: Adaptado de [26].

Segundo a comparação realizada por [26] e descrita na [27], nenhum dos modelos básicos tratados até aqui são capazes de serem implementados por meio de simuladores de circuitos elétricos para prever o tempo de execução, como também o desempenho da bateria em função da curva I-V com precisão.

Tabela 1 – Comparação dos principais modelos de circuitos.

Capacidade de Previsão	Modelo baseado em Thévenin	Modelo baseado em Impedância	Modelo baseado em tempo de Execução
CC	Não	Não	Sim
CA	Limitado	Sim	Não
Transitório	Sim	Limitado	Limitado
Tempo de Execução	Não	Não	Sim

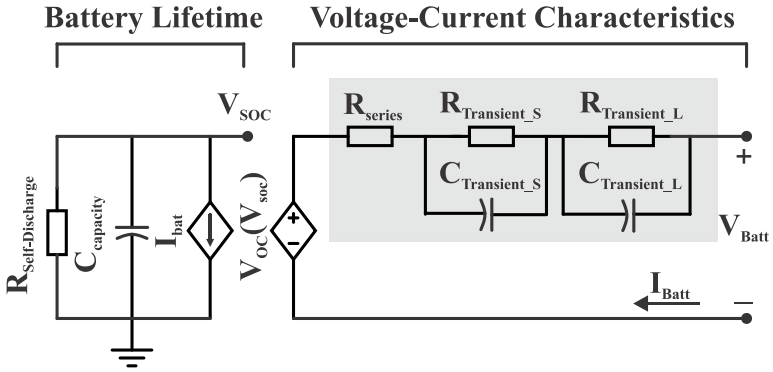
Fonte: Adaptado de [26].

Mostrado as complexidades e os desafios de se modelar uma bateria através de circuitos elétricos, faz-se então necessário a elaboração de um modelo que seja capaz de combinar a capacidades transitórias de modelos baseados em Thévenin, as características de modelos baseados em impedância, e informações que o modelo de tempo de execução descreve.

2.2.2 Modelo Proposto por *Min Chen e Rincon-Mora*

Um modelo de baterias genérico, preciso, intuitivo e abrangente é descrito por [26] e apresentado na Figura 2.4. Tendo se mostrado um modelo poderoso na solução dos principais desafios na modelagem de baterias. A seguir faz-se a análise dos seus principais parâmetros construtivos do modelo.

Figura 2.4 – Modelo característico da bateria



Fonte: [28].

O capacitor $C_{capacity}$ e a fonte de corrente dependente I_{bat} correspondem as características oriundas do modelo baseados no tempo de execução, no qual se deseja modelar a capacidade de carga, SOC e tempo de execução da bateria.

A malha RC demarcada, que em muito se semelha ao modelo baseados em Thévenin, simula a resposta transitória inerentes a baterias. A conexão entre o SOC com a tensão de circuito aberto é feita por uma fonte de tensão controlada definida como tensão $V_{oc}(SOC)$.

Como se percebe, o modelo proposto por [26] conglomera os modelos apresentados cuja a combinação resulta em um modelo de componentes e de dependências que facilita o procedimento de simulação, possibilitando um modelo totalmente compatível com softwares de circuitos elétricos.

Ainda segundo análise, utilizando de uma base experimental aplicada sob validação em baterias de íon de lítio, [26] descreve o comportamento de V_{oc} e dos componentes que descrevem o transitório da bateria em relação do SOC em função de equações, descritas sequencialmente assim:

$$V_{oc}\left(SOC\right) = -1,031e^{-35.SOC} + 3,385 + 0,2156.SOC - 0,1178.SOC^2 + 0,3201.SOC^3 \quad (2.1)$$

$$R_{Serie}\left(SOC\right) = 0,1562e^{-24,37SOC} + 0,07446 \quad (2.2)$$

Transientes de curta duração

$$R_{Tramsiente_S}\left(SOC\right) = 0,3208e^{-29,14SOC} + 0,04669 \quad (2.3)$$

$$C_{Transiente_S}\left(SOC\right) = -752,9e^{-13,51SOC} + 703,6 \quad (2.4)$$

Transientes de longa duração

$$R_{Transiente_L}\left(SOC\right) = 6,603e^{-155,2SOC} + 0,04984 \quad (2.5)$$

$$C_{Transiente_L}\left(SOC\right) = -6056e^{27,12SOC} + 4475 \quad (2.6)$$

Todas as equações descritas advêm de funções dependentes do SOC, corrente, temperatura e número do ciclo. Estas funções tornam a extração do modelo bastante complexa e o processo de teste longas. Por isso, alguns parâmetros são simplificados ou ignorados, não apenas porque facilitam a validação, mas por apresentarem valor pouco significante.

2.3 ARRANJO DE BATERIAS PROPOSTO

A proposta de carga a ser energizada pelo sistema de carregamento de baterias estacionárias compreende um banco construído a partir células de baterias de íon de lítio modelo P140 da Mitsubishi, com as seguintes características construtivas.

Tabela 2 - Valores típicos de operação das baterias de íon-lítio modelo P140 da Mitsubishi para cada célula

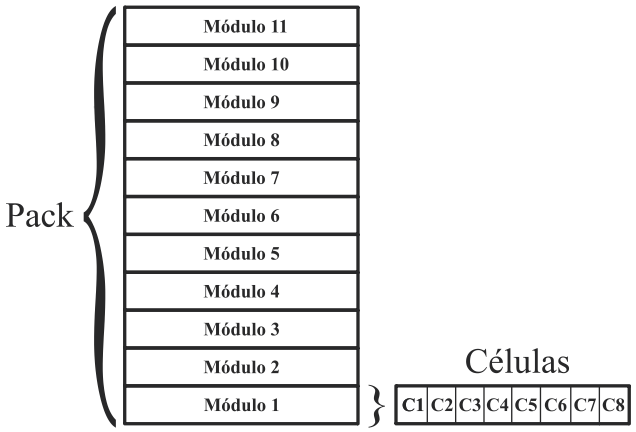
Características	Valores
Tensão nominal	3,7 V
Tensão máxima	4,15 V
Tensão mínima	3,0 V
Capacidade de carga	50 Ah

Fonte: Autor.

Um grupo de 8 células de íon-lítio associadas constitui um módulo, no qual o agrupamento de 11 módulos, associados em série formam o que comumente se chama de *pack de baterias*, assim como mostra Figura 2.5.

Uma vez analisando as características de cada célula de íon de lítio e do seu agrupamento na formação de um pack, observa-se que cada pack possui 88 células associadas em série, resultando numa tensão nominal de 325,6 V e, consequentemente, numa capacidade de energia equivalente a 16,26 kWh.

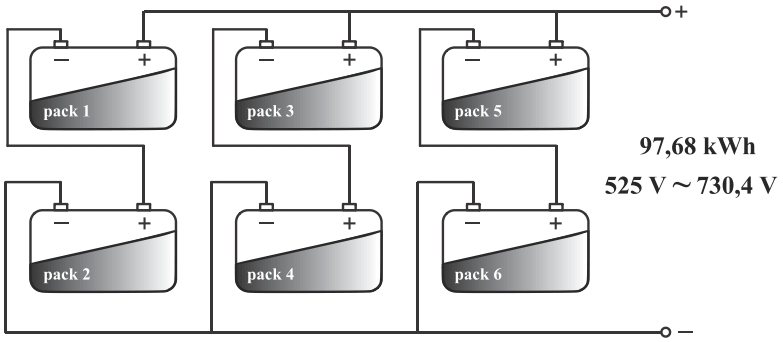
Figura 2.5 – Composição de cada pack de baterias



Fonte: Autor.

O banco de baterias advinda da proposta de carga será composto pela associação de 6 packs, agrupados em três pares de packs associados em paralelo, e cada par em uma estrutura serial, conforme Figura 2.6. Com esse perfil, afirma-se que este banco possui uma capacidade de energia de 97,68 kWh, com uma tensão nominal é de 651,2 V, podendo variar entre 525 V e 730,4 V, dependendo do estado de carga das baterias.

Figura 2.6 – Arranjo da estrutura de carregamento proposto



Fonte: Autor.

Um arranjo semelhante a essa estrutura está sobreposto no ônibus elétrico, com um arranjo de 8 packs de baterias, o que corresponde a uma capacidade energia de 130,08 kWh. Para esse fim, um outro carregador com topologia CC-CC off-board de, aproximadamente, 300 kW será usado para fazer uma carga rápida das baterias do ônibus a partir do banco de baterias estacionário.

Com um percurso diário de cinco viagens estendida do Sapiens Parque ao campus da UFSC no bairro Trindade, em Florianópolis, e intercaladas com o carregamento das baterias veiculares, o ônibus elétrico possui seu único ponto de recarga no Sapiens Parque, limitando seu trajeto a esse percurso uma vez que as baterias atingem o SOC mínimo ao fim desse trajeto.

Por esse principal motivo, a contribuição dos carregadores propostos, de carga lenta e de carga rápida, além do banco de baterias a serem alocadas no campus da UFSC, na trindade, terão por finalidade o carregamento complementar do ônibus elétrico a fim de esse possa realizar percursos maiores.

Vale afirmar que o carreamento advindo do banco de baterias estacionárias será feito de maneira complementar, uma vez que a energia armazenada no bando de baterias é inferior a energia demandada pelas baterias veiculares do ônibus elétrico, com capacidade de armazenamento maior.

2.3.1 Modelo do sistema de carregamento

O dimensionamento da potência nominal do carregador foi baseado na estimativa do tempo de carregamento das baterias estacionárias. O tempo desejado para o carregamento seria de aproximadamente de 10 horas, assim a potência definida para o carregador pretendido será 12 kW, uma vez que a capacidade de carga do banco de baterias estacionárias corresponde a 97,68 kWh, o que resulta em uma operação do carregador abaixo da sua potência nominal.

Como a máxima potência fornecida pelo carregador de baterias equivale a 12 kW e com limite de carregamento imposta na saída do banco de baterias sendo de 730,4 V, a máxima corrente de saída do carregador será de 16,4 A, sendo essa corrente adotada como constante durante o processo de carregamento.

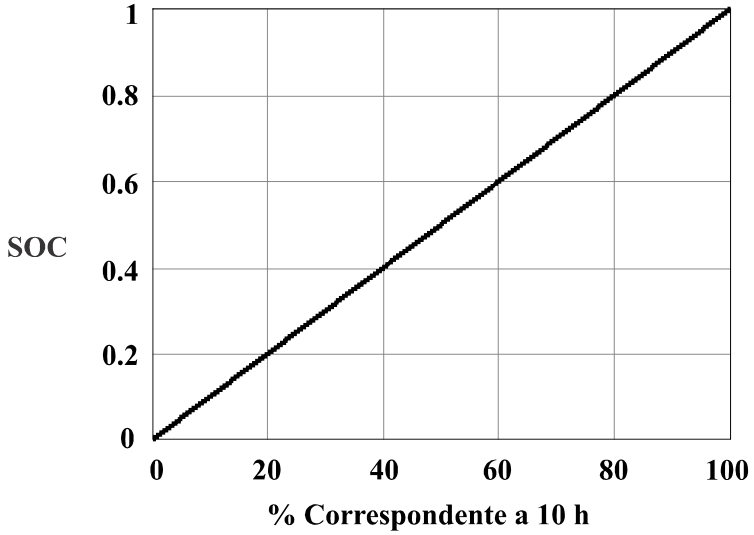
A seguir serão apresentadas as principais características elétricas associadas ao carregamento do banco de baterias estacionárias de íon de lítio para o carregamento do ônibus elétrico.

O estado de carga de uma bateria (SOC) é diretamente dependente do estado atual de carga SOC_o, da capacidade de carga da bateria (Q) e da corrente de carga i_{bat}, assim como descreve a equação (2.7).

$$SOC(t) = SOC_o - \frac{1}{Q}\int_0^t i_{bat}(t)\,dt \tag{2.7}$$

Na Figura 2.7 é mostrado a curva do estado de carga no arranjo de baterias proposto em função do tempo de carregamento correspondente as 10 horas.

Figura 2.7 – Curva do SOC em função do tempo de carregamento.



Fonte: Autor.

O modelo empregado para simulação foi o descrito por [26]. Contudo, uma adaptação na formulação dos elementos constitutivos das baterias faz-se necessário uma vez que o modelo sugerido é composto intrinsecamente por apenas uma célula de bateria de íon-lítio. A configuração já descrita no projeto, sugere que a composição é dependente da disposição de células de forma a obter os parâmetros desejados.

Como já descrito, cada par de packs é constituído de 176 células associadas em série, o que corresponde a 88 células em cada pack. Dessa forma, as resistências intrínsecas descritas pelas equações (2.2), (2.3) e (2.5) podem ser reescritas como segue:

$$R_{Serie}\left(SOC\right)=\left[0{,}1562e^{-24{,}37SOC}+0{,}07446\right].176 \tag{2.8}$$

$$R_{Tramsiente_S}\left(SOC\right)=\left[0{,}3208e^{-29{,}14SOC}+0{,}04669\right].176 \tag{2.9}$$

$$R_{Transiente_L}\left(SOC\right)=\left[6{,}603e^{-155{,}2SOC}+0{,}04984\right].176 \tag{2.10}$$

Como os demais ramos tem a mesma configuração, a tensão de circuito aberto também será definida pelo número de células associada em cada par de packs.

$$V_{oc}\left(SOC\right)=\left[-1,031e^{-35.SOC}+3,385+0,2156.SOC-0,1178.SOC^{2}+0,3201.SOC^{3}\right].176 \quad (2.11)$$

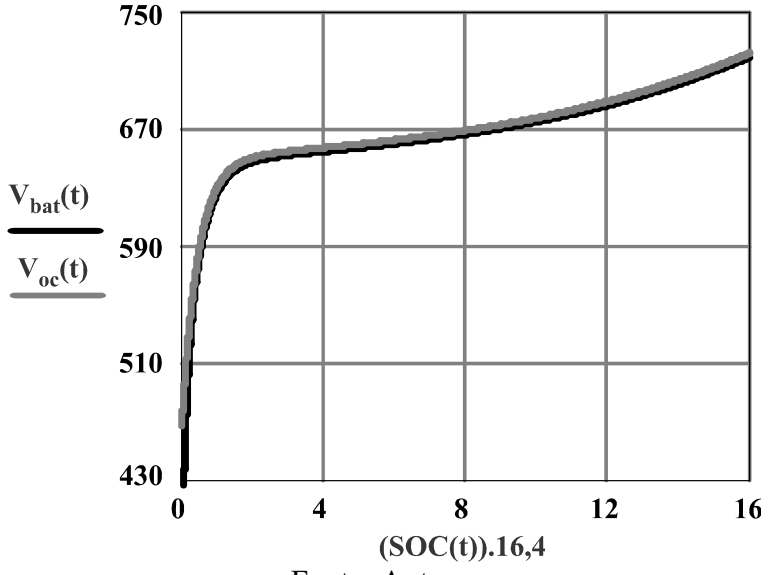
As capacitâncias descritas no modelo de baterias de [26] podem ser aproximadas pelos termos constantes de suas expressões pois à medida que as baterias assumem cargas relativamente pequenas a fração exponencial responsável para pequenas cargas são consideradas desprezíveis para a análise e simulação do arranjo de baterias.

Além disso, como as resistências $R_{Transient_L}$ e $R_{Transient_C}$ são bem menores que as capacitâncias $C_{Transient_L}$ e $C_{Transient_C}$, pode-se então considerar como uma boa aproximação a tensão de saída do arranjo de baterias a expressão dada por:

$$V_{bat}=Voc\left(t\right)-\left(R_{serie}\left(t\right)+R_{transient_S}\left(t\right)+R_{transient_L}\left(t\right)\right).i_{bat} \quad (2.12)$$

Como forma de expressão o comportamento da tensão de saída e da tensão de circuito aberto durante o período de carregamento, é apresentado na Figura 2.8 a curva para ambas as tensões.

Figura 2.8 - Curva da tensão de saída do banco de baterias V_{bat} e da tensão de circuito aberto V_{oc}.

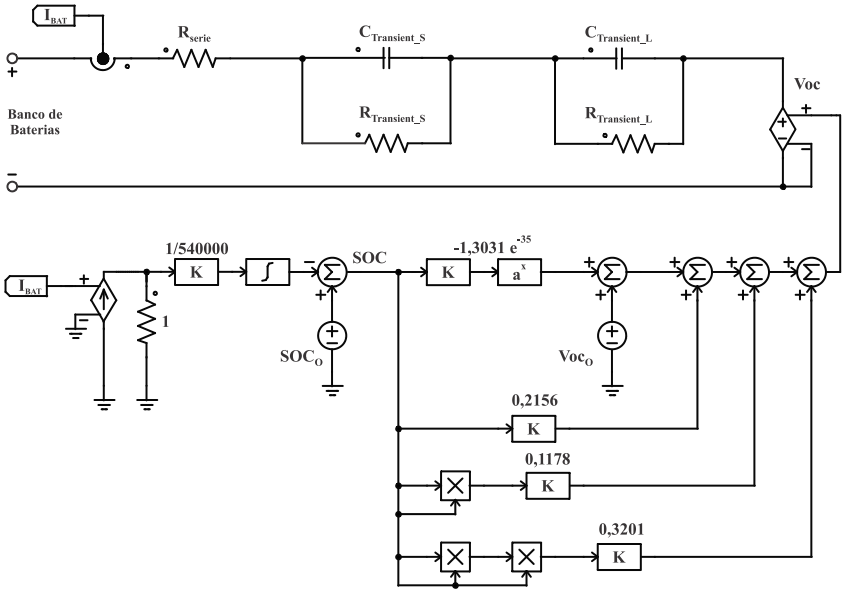


Fonte: Autor.

2.3.2 Simulação da etapa de carregamento

Com os principais parâmetros dimensionados para a simulação do sistema de carregamento do banco de baterias estacionários, se utilizou do *software* PSIM 9.1.1 para a validação das curvas de carregamento. Na Figura 2.9 é então apresentado o circuito equivalente a associação de todo o arranjo de baterias.

Figura 2.9 – Modelo do bando de baterias simulado

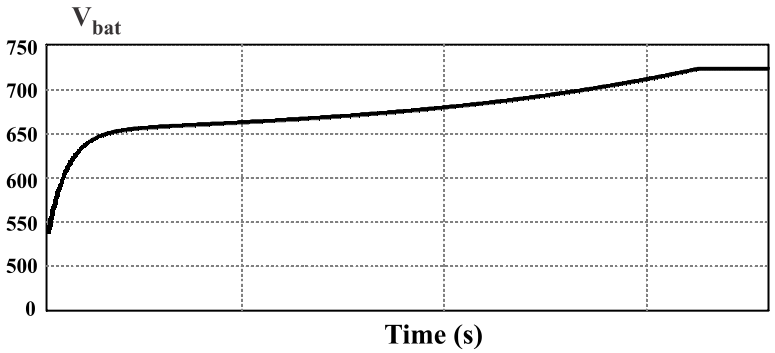


Fonte: Autor.

A partir do circuito equivalente gerou-se a forma de onda da tensão de saída do banco de baterias estacionárias, Figura 2.10. Como era de se esperar, o valor máximo da tensão de saída que corresponde ao carregamento completo do banco de baterias, SOC igual a 1, ocorreu em aproximadamente 9 horas, o que corresponde a 1 hora antes do previsto no projeto.

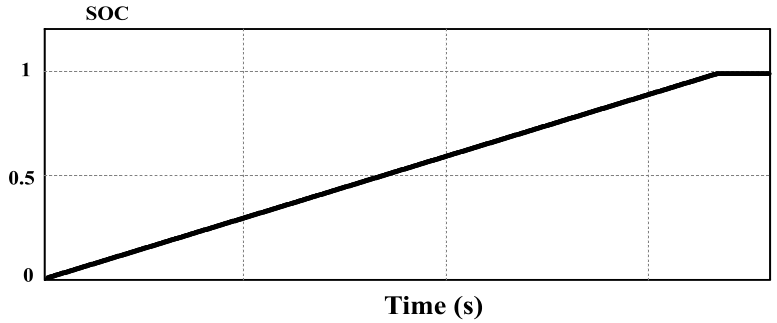
Isso porque a capacidade de carregamento projetada foi maior, uma vez que o banco de baterias tem uma capacidade de carga 97,68 kWh e o carregador de baterias fornece uma corrente constante de 16,4 A (Figura 2.12), limitando a potência transferida pela tensão de saída do arranjo.

Figura 2.10 – Tensão de saída no arranjo de baterias



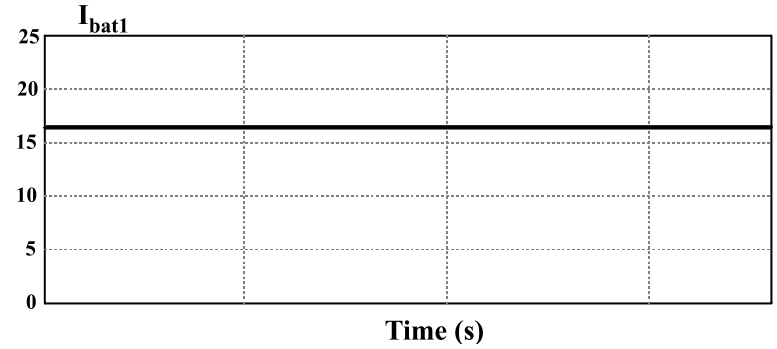
Fonte: Autor.

Figura 2.11 - Estado de carga durante o carregamento



Fonte: Autor.

Figura 2.12 - Corrente de carregamento no arranjo de baterias



Fonte: Autor.

3 CARREGADORES DE BATERIAS ESTACIONÁRIAS

Apesar de sua expansão no mercado consumidor de veículos automotivos, VEs, ainda enfrentam grandes barreiras em sua disseminação. Dentre algumas dificuldades então seu alto custo, vida útil das baterias limitada, complexidade dos carregadores e a falta de infraestrutura de carregamento. Observa-se, portanto, que estudos voltados ao desenvolvimento de carregadores tomam de grande relevância uma vez que colaboram para o enfretamento de boa parte dessas dificuldades.

Um dos grandes desafios de um sistema de carregamento de VEs está relacionado à sua capacidade de fornecer energia de uma forma ininterrupta, com baixas perturbações na rede elétrica e alto rendimento, já que a maioria dos carregadores usados em VEs possuem potências elevadas.

Umas características analisadas para o bom sistema de carregamento em conexão com a rede, diz respeito à THD – taxa de distorção harmônica e o fator de potência – FP. Os conversores de potência aplicadas em carregadores de bateria são compostos basicamente de dois estágios. Primeiro um conversor CA-CC responsável pela retificação da tensão da rede por meio de diodos. O segundo um conversor CC-CC que tem por finalidade o controle da regulação do fornecimento de energia as baterias.

Por sua característica não linear, os diodos da ponte retificadora do estágio CA-CC apresentam desempenho indesejáveis, como uma elevada THD e baixo FP. Por isso, geralmente se aplica no estágio CC-CC conversores que façam a correção do FP e que busquem melhores resultados nos índices de THD.

Se define os limites de harmônicos para o projeto de carregadores de VEs a partir dos padrões IEEE-1547, SAE-J2894, IEC1000-3-2 e os códigos elétricos nacionais dos EUA (NEC) [27].

Outra característica importante na construção de carregadores de baterias para VEs, fala da necessidade do isolamento galvânico entre as baterias veiculares e a própria rede elétrica. Isso pode ser feito com o uso de transformadores que operam tanto em baixa quanto em alta frequência, a depender da topologia de conversores empregados. O objetivo é evitar que harmônicos ou sinais indesejados entrem na bateria, aumentando o desempenho do sistema [29], além de proporcionar um melhor rendimento do carregador.

Além dessas características, o carregador de baterias para VEs deve ter algumas outras como:

- Ampla faixa de tensão de entrada e de saída
- Controle da corrente de carga das baterias
- Alto fator de potência
- Baixa distorção harmônica da corrente
- Alta densidade de potência
- Confiabilidade e,
- Baixo custo.

Com base nesses motivos, a escolha do melhor tipo de carregador a ser empregado é diretamente dependente do nível de esforço da relação custo/benefício que se pretende conseguir na confecção do projeto. Existe uma dada infinidade de propostas que vem crescendo à medida que se aumenta os níveis de pesquisa e o crescimento dos veículos elétricos no mercado, que relacionam diversas topologias e sistemas de controle de forma a atender as normas e os anseios dos fabricantes e consumidores.

A seguir serão propostas as principais topologias no estado da arte de sistemas de carregamento de baterias, relacionando sistemas de carregamento com entrada monofásica e trifásica.

3.1 ESRUTURA DE CARREGAMENTO MONOFÁSICO

Como descrito por [30] existe uma gama de conversores CA-CC, que independentemente do tipo de topologia, necessita de um estágio de retificação para a conversão da tensão CA em CC.

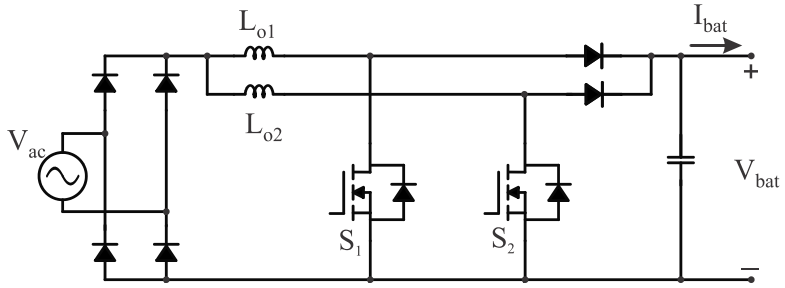
Contudo, ao destinar esse tipo de conversor para aplicações de carregadores de baterias, se faz necessário o uso de técnicas de controle de corrente e tensão para sua conexão. Uma técnica bastante conhecida diz respeito ao uso de retificadores ativos, tal que a tensão e corrente de saída são controladas no próprio estágio retificador, ou ainda em retificadores passivos associados a mais um estágio CC-CC.

Vale dizer que o uso de carregadores deve atender aos requisitos mínimos exigidos para correção de fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica. Isso é feito pela adequação da corrente de entrada do conversor por intermédio de filtros (ativos ou passivos) ou pelo acréscimo de um estágio PFC que realize a correção ativa do fator de potência.

Para a correção passiva de harmônicos, advindos do processo de retificação a diodos e dos dobradores de tensão nos sistemas monofásicos são inseridos filtros passivos com características indutivas e capacitivas. Já a correção ativa do fator de potência é feita por um conversor *boost* ou outro tipo de conversor que tenha características de fonte de corrente em sua entrada de forma a controlar a relação entre tensão e corrente na entrada do carregador.

Outra técnica já desenvolvida para sistema de carregamento de bateria proposta por [31] e [32] busca reduzir a ondulação da corrente de carga da bateria, os esforços sobre o capacitor de saída e o volume do indutor. Na Figura 3.1 mostra a topologia do carregador unidirecional com estágio CC-CC composto por um conversor *boost interleaved*.

Figura 3.1 – Carregador unidirecional com estágio CC-CC *boost interleaved*

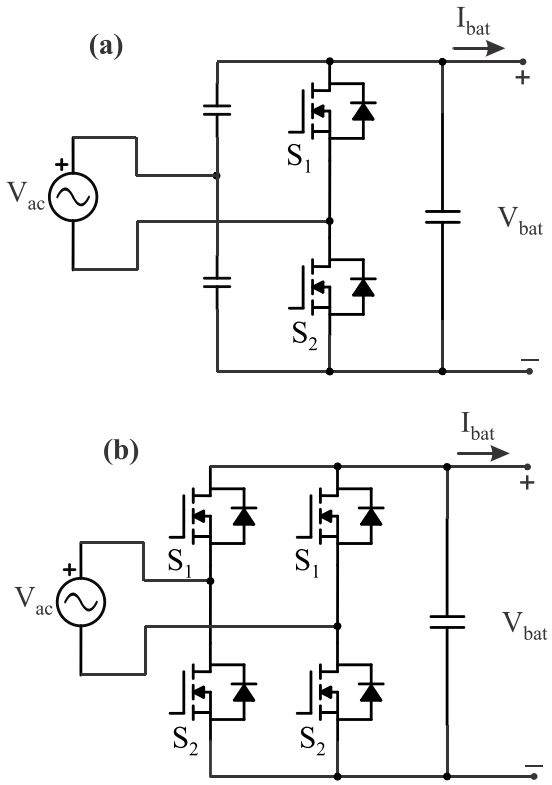


Fonte: Adaptado de [27].

No caso em que os carregadores monofásicos sejam bidirecionais, estes utilizam retificadores ativos com topologias de meia ponte ou ponte completa, a escolha do tipo de topologia varia com os níveis de esforços desejados no projeto. Para a topologia *half-bridge* que apresenta menor custo e utiliza apenas 2 interruptores, sofrem estresses de corrente maiores que o *full-bridge*. Já este último possui 4 interruptores e custos mais elevados, maior complexidade nos circuitos de acionamento e controle, porém com menores estresses de corrente.

Na Figura 3.2 é então apresentado dois modelos de carregadores monofásicos bidirecionais do tipo *half-bridge* (a) e um modelo de carregador *full-bridge* (b).

Figura 3.2 – Carregador bidirecional half-bridge (a) e carregador bidirecional full-bridge (b).



Fonte: Adaptado de [27].

3.2 ESRUTURA DE CARREGAMENTO TRIFÁSICO

Como apresenta [33], as topologias trifásicas são diversas, assim como as monofásicas. Para contextualizar o uso da topologia empregada nesse projeto serão descritos os principais retificadores trifásicos aplicados no processo de conversão CA-CC, especialmente em aplicações de carregadores de baterias. Vale dizer que as principais topologias descritas são aplicáveis em sistemas de carregamento que se exija potências elevadas e com menor tempo de carregamento.

3.2.1 Retificadores a diodos

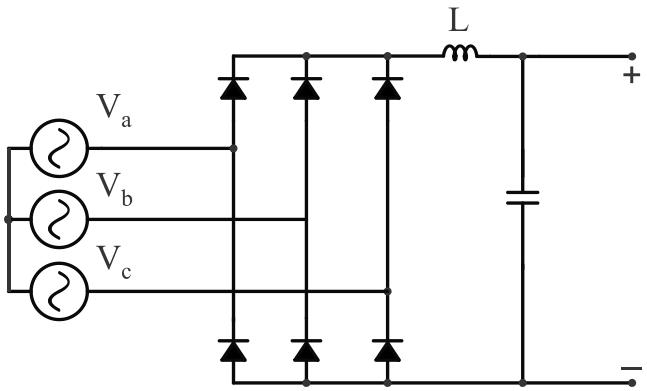
A grande vantagem de se utilizar retificadores a diodos diz respeito a sua simplicidade e robustez, uma vez que o processo de retificação usa apenas pontes de diodos. Por esse motivo, a tensão de saída é diretamente dependente da amplitude da tensão de entrada do conversor, necessitando com isso o uso de um transformador para adaptar a tensão de saída aos padrões desejados.

Apesar de sua simplicidade, a retificação apresenta uma serie de gargalos que impedem a sua implementação de forma exclusiva. Por possuir baixo fator de potência, elevada taxa de distorção harmônica e não se ter o controle da tensão e corrente de saída, necessitam de um conversor CC-CC, como solução ativa, conectado em sua saída de forma a corrigir esses problemas, para que seja possível então sua implementação como carregador de bateria para VEs.

Uma possível solução passiva para o uso de retificadores a diodos é o incremento de uma série de indutores no lado CC do retificador de forma a reduzir a distorção harmônica das correntes de linha e aumentar o fator de potência, além de limitar a corrente de eventuais curtos-circuitos [34].

Essa indutância no lado CC do retificador trifásico, Figura 3.3, tende a ser volumoso, uma vez que deve suportar a máxima corrente de carga sem que haja saturação do núcleo. Outra desvantagem é que este alcança um nível de THD mínimo de 30%, porém com um FP que pode chegar a 0,95 devido à simetria angular entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente da rede [34].

Figura 3.3 – Retificador trifásico a diodo com indutância no lado CC

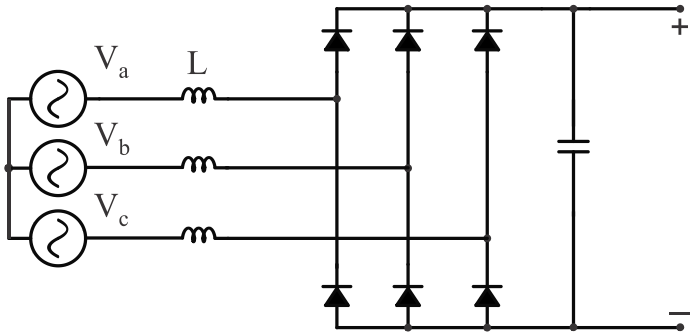


Fonte: Adaptado de [27].

Os filtros indutivos podem ainda ser implementados no lado CA dos retificadores trifásicos assim como mostrado na Figura 3.4. Por produzir um defasamento maior entre as componentes fundamentais da tensão e corrente em comparação com o modelo anterior, apresenta um fator de potência em torno de 0,9. Porém, por gerar uma forma de onda mais senoidal na formação da corrente, produz uma THD que gira em torno dos 20%. Vale destacar,

porém, que em ambos os casos as retificações não atendem os requisitos mínimos de formação da THD e FP para carregadores de bateria [34].

Figura 3.4 - Retificador trifásico a diodo com indutância no lado CA



Fonte: Adaptado de [34]

A seguir será descrito algumas outras soluções ativas e passivas para correção de FP e THD durante o processo de retificação.

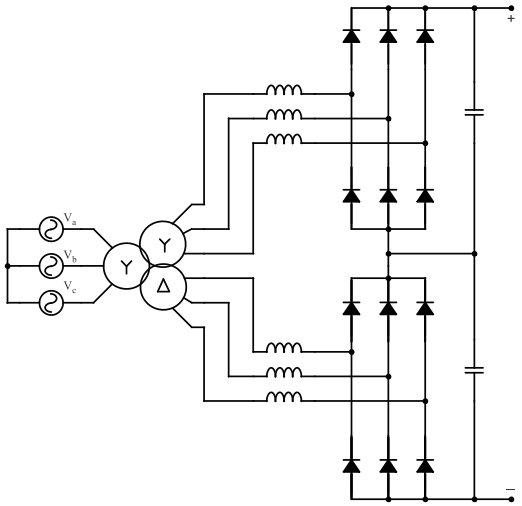
3.2.2 Retificadores multipulsos

Na Figura 3.5 é apresentado um modelo de retificador trifásico de doze pulsos com associação série entre as pontes retificadoras de seis pulsos. Para isso se faz-se uso de um transformador com entrada em Δ e duas saídas, uma em Δ e outra em Y, de forma a criarem uma defasagem entre os retificadores, gerando assim o isolamento galvânico com a rede.

Existem outros modelos de retificadores com o número de pulsos maiores, o que leva por ter característica a redução das distorções provenientes da etapa de retificação, contudo serão ditos mais caros e volumosos. É importante destacar que mesmo com a melhoria nos índices de THD, ainda não é possível realizar o controle de corrente e tensão inerentes ao processo de carregamento de baterias VEs, fazendo-se necessário o acréscimo de um conversor CC-CC que obtenha tal característica.

Essa topologia, no entanto, apresenta a desvantagem de ter seu isolamento galvânico em baixa frequência advindo do uso de um transformador trifásico, apresenta como uma solução volumosa para a correção do FP e atenuação dos índices de THD em comparação com outras técnicas de isolamento em alta frequência.

Figura 3.5 - Retificador de doze pulsos com saída série

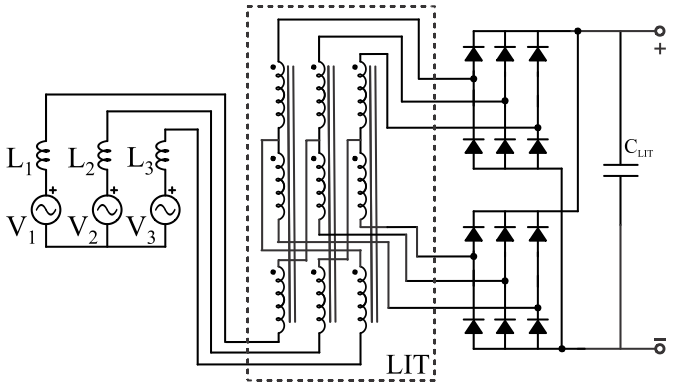


Fonte: Adaptado de [35]

Uma topologia que vem como forma de atenuar o volume do projeto imposto pelo transformador trifásico, advém da associação da associação de três transformadores monofásicos designado como Transformador Interfase de Linha – LIT. Por processar apenas 15% em cada transformador, permite a redução de peso e volume do circuito magnético na etapa de retificação.

Contudo, por não apresentar isolamento galvânico durante na etapa de baixa frequência que constitui a retificação, se exige um conversor CC-CC em sua saída de forma a construir uma isolação em alta frequência, permitindo ainda nesse estágio o controle de tensão e corrente para a conexão do carregador com o arranjo de baterias.

Figura 3.6 - Retificador trifásico com transformador interfase de linha - LIT



Fonte: Adaptado de [36].

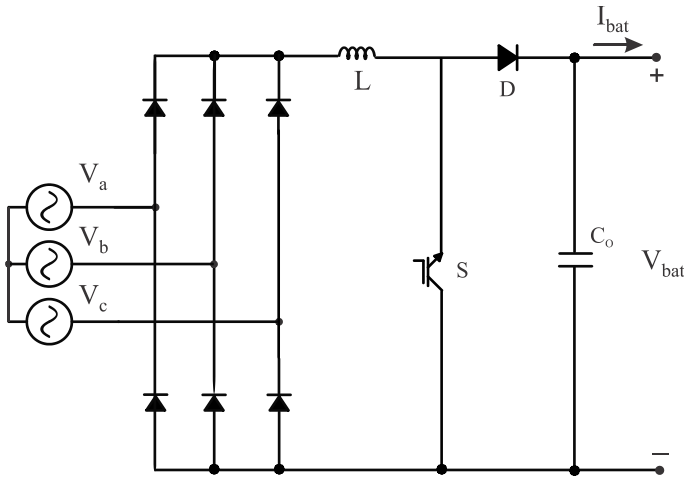
3.2.3 Retificadores a diodos com PFC tipo *boost*

A partir de agora será tratado as topologias ativas para o controle da tensão e corrente de saída para o uso em carregadores de baterias veiculares. Além do controle, busca com o incremento de um novo estágio no processo de retificação a redução dos índices de THD e FP. O primeiro a ser estudado é uma serie de conversores com características do conversor *boost* que agregam componentes ativos para atender esses requisitos.

3.2.3.1 Retificadores trifásico com estágio CC-CCC *boost*

A topologia mais clássica para o controle de corrente e tensão de saída de um estágio retificador é a técnica PFC (*Power Factor Correction*), que corresponde a conexão de um conversor *boost* na saída de um ponte de greatz, assim como mostrado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Retificador trifásico com estágio CC-CC *boost*



Fonte: Adaptado de [37].

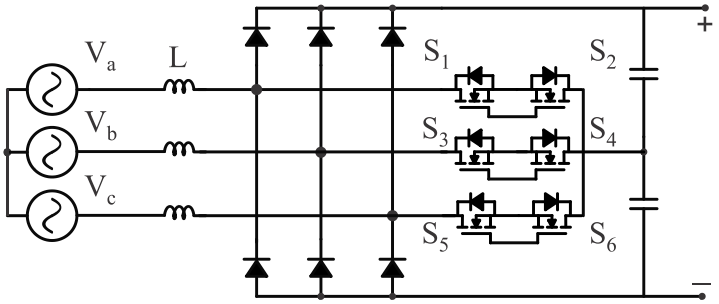
Vale dizer que apesar dessa topologia ser bastante simples e com alto nível de FP, ela detém uma THD não maior a 30%, o que torna um inconveniente para sua adaptação nos padrões de carregamento de baterias.

De forma semelhante a característica do *boost PFC* existem duas outras topologias capazes de regular a tensão e a corrente de saída proveniente da etapa de retificação, são elas: *Vienna* e a Δ-*Switch*, ambas aplicáveis quando se deseja tensões de saída para o banco de baterias superior a $\sqrt{3}.V_{fase}$.

3.2.3.2 Retificador Vienna

Apresentado na Figura 3.8, o retificador *Vienna* possui a possibilidade de controle da tensão de saída, com a grande vantagem de os esforços de tensão sobre os semicondutores serem a metade da tensão de saída do conversor. Outras vantagens como redução do volume das indutâncias de entrada, baixas perdas de comutação reforçam seu uso. Porém, como desvantagem essa topologia necessita de controle do ponto central da tensão de saída e ainda a alta complexidade no controle [38].

Figura 3.8 – Retificador *Vienna*

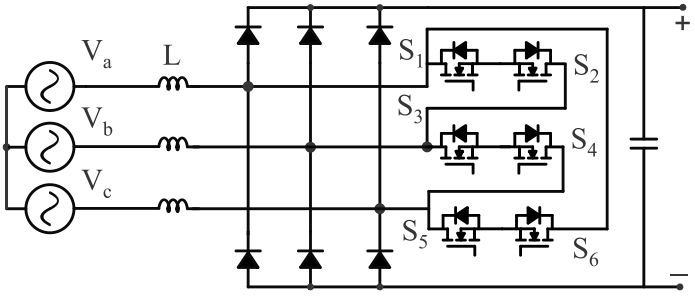


Fonte: Adaptado de [38].

3.2.3.3 Retificador Δ-Switch

Para o retificador Δ-*Switch*, Figura 3.9, que corresponde a uma segunda topologia *boost*, suas vantagens concentram-se em possuir uma menor complexidade no seu controle em comparação com a topologia Vienna. Contudo, como desvantagem exige esforços maiores nos semicondutores que suportam valores maiores de tensão, uma vez que a máxima tensão sobre eles é equivalente a tensão de saída.

Figura 3.9 - Retificador Δ-*Switch*.



Fonte: Adaptado de [38].

Ao realizar a comparação entre as duas topologias [38] destaca que o retificador *Vienna* para operações com frequências de comutação superiores a 18kHz apresenta as melhores vantagens, tais como: por estarem submetidos a tensões menores reduz o custo do projeto e atenua efeitos de EMI. Vale dizer que apesar dessas vantagens o retificador *Vienna* apresenta perdas de condução maiores, uma vez que possui sempre 2 interruptores polarizados simultaneamente.

3.2.4 Retificadores a diodos com PFC tipo *buck*

Da mesma maneira que os retificadores com saída ativa do tipo *boost*, os retificadores com saída ativa do tipo *buck* também podem ser aplicados para sistemas de carregamento para alta potência. A seguir serão tratadas algumas topologias de implementação de retificação ativa, dentre elas as SWISS e 6S-Buck, consideradas atualmente as mais modernas com essa característica.

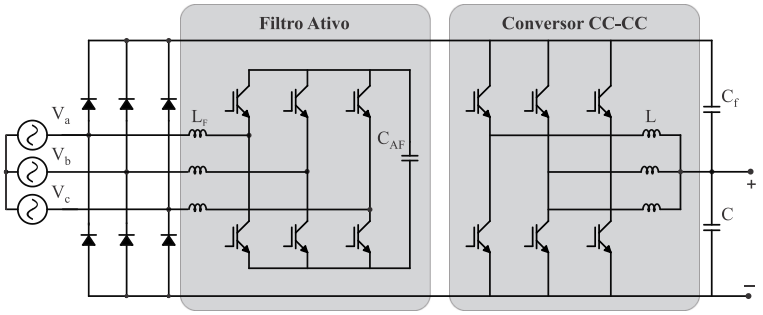
Vale dizer que em comparação com as topologias *boost*, as do tipo *buck* possuem uma capacidade controle para uma faixa de tensão mais ampla, mantendo as características de PFC para a entrada.

3.2.4.1 Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved*

Uma aplicação no uso da topologia do tipo *buck* está associado ao desejo de adequar a tensão de fase da rede em níveis menores de tensão no qual é construído o banco de baterias.

Uma primeira técnica está no uso de um filtro ativo acoplado a um estágio CC-CC com características *buck*, como mostrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 - Retificador trifásico com filtro ativo acoplado a um conversor CC-CC buck *interleaved*.



Fonte: Adaptado de [39].

Um destaque dado por [39], relata que esse tipo de conversor é altamente eficiente, apropriado para aplicações de carregamento de EVs. Estruturalmente esse retificador possui três conversores *buck* associados em paralelo com operação em *interleaved* e, ainda, um filtro ativo de dois níveis.

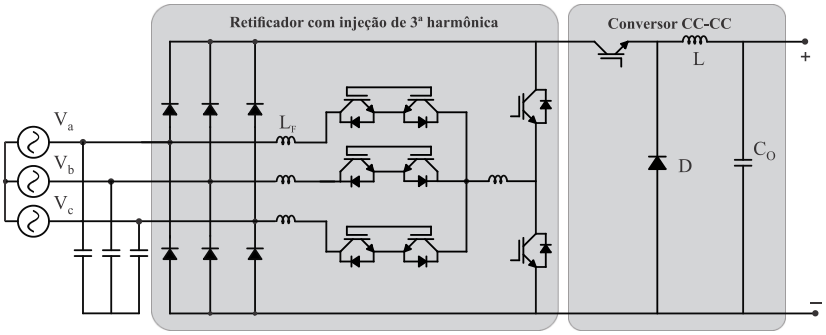
Apresenta-se como vantagem a confiabilidade do retificador, uma vez que na presença de uma falha do filtro ativo o carregador ainda seguirá em operação, mesmo sem a capacidade de correção de fator de potência. Além disso, apenas 40% da potência entregue as baterias passa pelo filtro ativo, o que diminui a exigência de esforços em seus componentes.

3.2.4.2 Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*

Uma próxima topologia descrita por [39] e bem semelhante à vista anteriormente é apresentada na Figura 3.11. Esse retificador consiste na injeção de 3º harmônico associado com um conversor *buck* CC-CC simples.

Basicamente a estrutura do conversor consiste em um retificador trifásico comutado em alta eficiência, sem a presença do capacitor de barramento, podendo esse ser substituído por um filtro ativo (assim como a topologia anterior) de forma a fornecer uma corrente sinusoidal na entrada.

Figura 3.11 - Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*



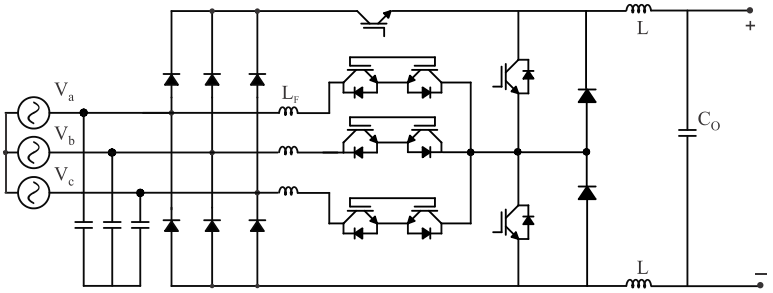
Fonte: Adaptado de [39].

A injeção da corrente se dá por meio de um circuito composto de um único braço meia ponte, comutado em alta frequência, um indutor e três interruptores bidirecionais de baixa frequência. O controle da tensão de saída se dará por meio de um conversor *buck* CC-CC que operará como fonte de corrente [39].

3.2.4.3 Retificador SWISS

Aplicáveis em sistemas em que se exija uma tensão das baterias um nível inferior a $(3/2).V_{fase}$. Essa topologia resulta da combinação de um conversor *buck* CC-CC e o retificador com injeção de 3º harmônico. Sua estrutura pode então ser avaliada na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Retificador SWISS



Fonte: Adaptado de [39].

Devido a sua baixa complexidade no estágio de controle da tensão de saída e alcançar altos níveis de fator de potência com uma corrente de entrada sinusoidal, apresenta-se como uma excelente escolha para sistemas de carregamento de baterias para veículos [39]. Verifica-se ainda a possibilidade, advinda da própria natureza do circuito, de limitação nas correntes de curto-circuito na saída, uma vez que um curto gerado provoca o surgimento de uma malha entre as bobinas de saída e os diodos, não afetando os semicondutores de potência.

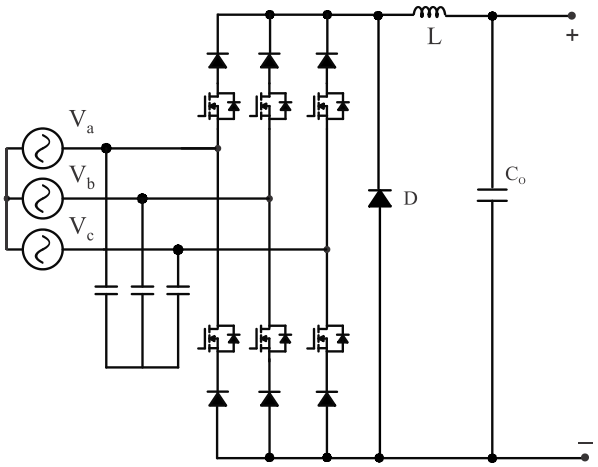
Ao se comparar esse tipo de topologia com os retificadores ativos, percebe-se um número maior de interruptores, contudo, apenas dois deles operam com frequências elevadas, os demais seguem uma modulação em baixa frequência para a injeção de harmônicos de corrente e sujeitos apenas aos esforços das tensões de entrada.

3.2.4.4 Retificador *6S-Buck*

O retificador *6S-buck* (Figura 3.13) tem a possibilidade de controle da tensão de saída, desde que esta seja inferior a $(3/2).V_{fase}$, assim como o SWISS. Para sua implementação não se exige muita complexidade para o controle, possuindo ainda uma distribuição equitativa da carga pelas fases na entrada do retificador e podendo ainda pela sua estrutura suportar a falta de uma fase.

Como desvantagem surge a necessidade do uso de um filtro de IEM na entrada, e ao se comparar suas perdas de condução com outros conversores disponíveis, estas são consideradas relativamente altas.

Figura 3.13 – Retificador 6S-Buck



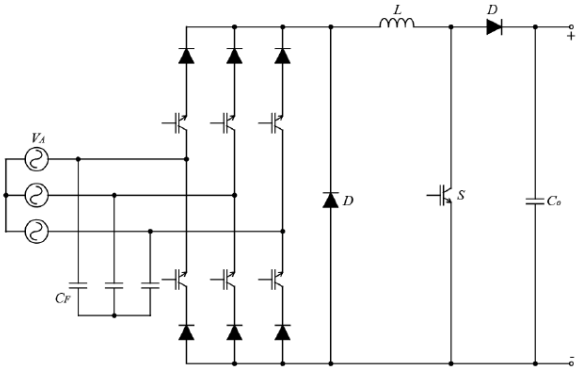
Fonte: Adaptado de [39].

3.2.5 Retificador *Buck-Boost*

Uma das grandes vantagens desse tipo de retificador diz respeito a possibilidade de reduzir ou aumentar a tensão de saída com grande amplitude de variação. Presente na

Figura 3.14, e assim como o retificador conversor *6S-buck*, consta com a distribuição equitativa da carga pelas fases e pode suportar uma falta de fase, e seguindo ainda com suas mesmas desvantagens.

Figura 3.14 - Retificador *buck-boost*



Fonte: Adaptado de [39].

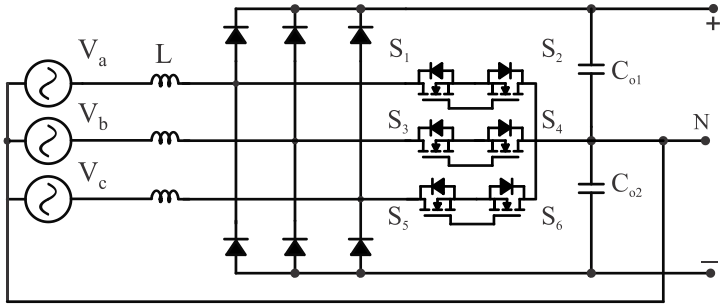
3.2.6 Retificador multiníveis

Quando se considera sistemas de Nível 3 de alta potência, os retificadores multiníveis podem ser bem aplicados, mesmo considerando a complexidade dos circuitos de controle e do volume de componentes adicionais que elevam seu custo [40].

Apresentando vantagens como alto nível de qualidade de potência, baixos índices de IEM, menor tensão nos elementos comutadores, componentes passivos, como capacitores e indutores consideravelmente menores, fornecendo ainda uma tensão de saída constante e robusto a perturbações [41].

Uma proposta executada [42] descreve dois modelos topológicos para sistemas de carregamento de baterias, trifásicos de três níveis, com PFC. Denotados como modelos do Tipo-T e Tipo-I, essas topologias diferenciam apenas pelo fato de que no Tipo-T apenas um diodo entra em condução durante o processo de carregamento, o que corresponde uma vantagem para sua construção.

Figura 3.15 - Retificador de três níveis Tipo-T

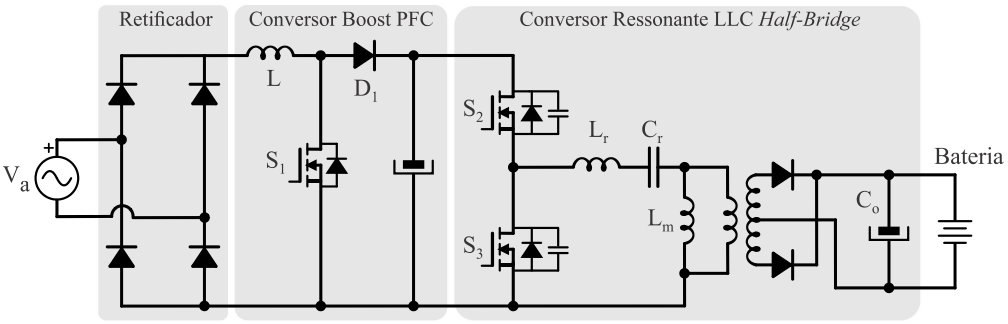


Fonte: [42].

3.3 CONVERSORES RESSONANTES EM SISTEMAS DE CARREGAMENTO

Por estudos apresentados em [43], [44], [45] e [46] a arquitetura de carregador de VE mais comum consiste em um conversor CA-CC do tipo boost para correção ativa de fator de potência (PFC) e um conversor CC-CC isolado. Ainda segundo [43], uma topologia com essas características pode ser descrita pela Figura 3.16.

Figura 3.16 - Arquitetura típica para carregamento de bateria.



Fonte: Adaptado de [43].

A característica deste tipo de carregador é principalmente dependente do estágio CC-CC, já que a tensão de saída e a corrente são reguladas neste estágio. Portanto, um conversor CC-CC isolado eficiente e compacto é um dos requisitos mais importantes para o carregador de bateria para VEs. O conversor ressonante LLC com capacidade de comutação suave para uma ampla faixa de operação é considerado uma topologia favorável para alcançar alta eficiência e alta densidade de potência [47].

A escolha do conversor ressonante CC-CC é definida pelo tipo de robustez que se deseja do projeto. Características como comutação suave, comportamento do conversor a vazio e ainda os níveis de controle para grandes cargas processadas [48] , [49] e [50], são parâmetros importantes para a escolha de um bom conversor ressonante.

Analisando algumas topologias ressonantes tradicionais, temos que os conversores série ressonantes (SRC) têm uma série impedimentos na regulação da tensão de saída para pequenas cargas, já os conversores paralelos ressonantes (RPC) reduziram eficiência em carga leve devido à energia circulante, para os conversores Série-Paralelo RC estes apresentam perdas de condução em altas tensões de entrada [51].

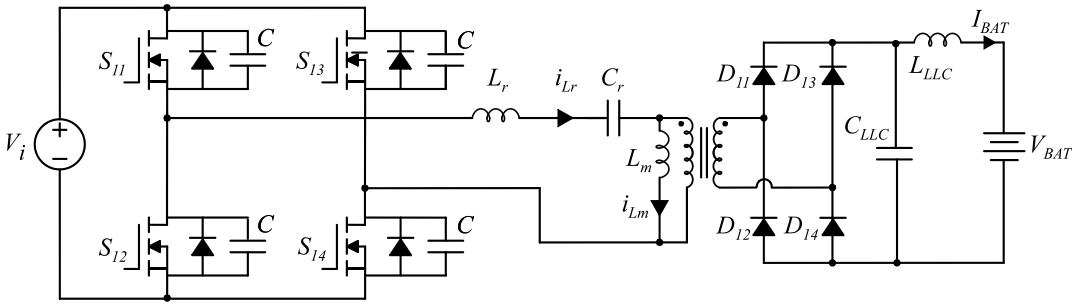
Nesse contexto, o conversor ressonante LLC (Figura 3.17) com dois indutores, sendo um deles a indutância do circuito de ressonância (L_r) e o outro a indutância de magnetização (L_m) advinda do próprio transformador, apresenta características únicas em relações a essas nuances [52]. Somado a isso, pode controlar a regulação da tensão de saída e as variações de carga com uma variação relativamente pequena da frequência de comutação, preservando uma alta eficiência.

Além de operar com frequências elevadas o que diminuiu o tamanho dos elementos magnéticos [53], o conversor ressonante LCC se utiliza da própria oscilação natural de seus elementos armazenadores de energia para permitir a comutação por tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*) em toda a faixa de operação [51] - [53].

Porém, projetar esse tipo de conversor apresenta muitos desafios, entre eles o fato de que o conversor ressonante LLC realiza conversão de energia com modulação de frequência (FM), exigindo uma abordagem diferente dos projetos de conversores que se utilizam de modulação por largura de pulso (PWM) [54]. Nesse conversor o elemento de controle é a frequência com o ciclo ativo é constante, por isso técnicas comuns de modelagem, como Espaço de Estado não podem ser aplicados pela complexidade que esta demandaria.

O método baseado na Aproximação da Primeira Harmônica (FHA) [54], [55], [56] e [57], apesar de apresentar alguns erros de aproximação, têm facilitado com sucesso o projeto dos conversores ressonantes LLC. Esta teoria baseia-se no fato que a maior parte da energia processada pelo conversor se encontra na primeira harmônica, o que simplifica a análise do comportamento do conversor e suas principais características de operação.

Figura 3.17 - Conversor ressonante LLC Full-Bridge com saída em corrente.



Fonte: Adaptado de [43].

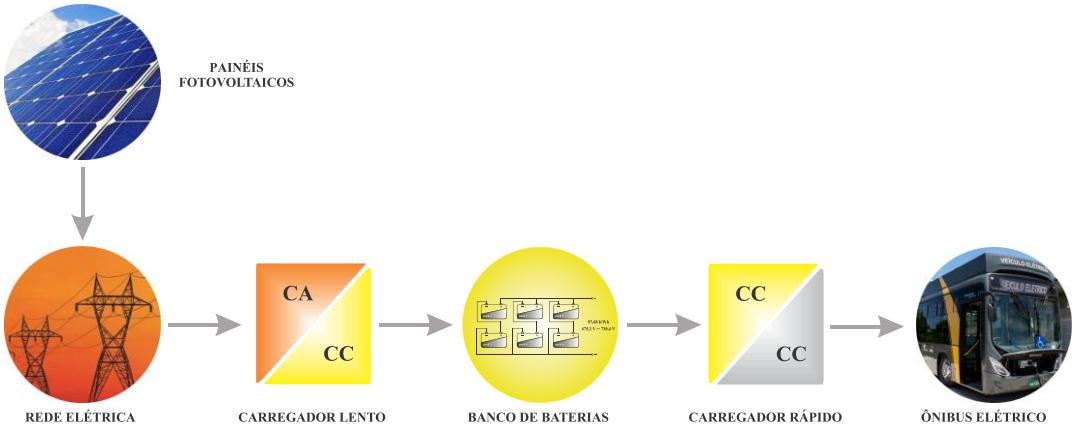
3.4 CARREGADOR PROPOSTO

Segundo [58], o sistema de carregamento de VEs exige um pico de potência variando entre 50 kW a 250 kW para a injeção de corrente contínua no arranjo de baterias com tensão variável, que a depender do modelo pode estar entre 50 e 700 V. Outro ponto importante trata sobre os níveis de THD e FP provocados pelas distorções de corrente da rede elétrica advindo dos conversores CA-CC.

A apresentação completa do sistema carregamento do ônibus elétrico a ser instalado no campus UFSC, trindade, é então, mostrado na Figura 3.18. Vale destacar que a energia

elétrica para o carregamento das baterias é proveniente da rede elétrica, na qual se atribui um sistema de compensação de energia elétrica a partir da energia gerada por painéis fotovoltaicos do próprio campus.

Figura 3.18 – Estrutura para carregamento do Ebus no campus UFSC, trindade, Florianópolis.



Fonte: Autor.

O dimensionamento da potência nominal do carregador foi baseado na estimativa do tempo de carregamento das baterias estacionárias. Uma vez estimado que o tempo desejado para o carregamento seria de aproximadamente de 10 horas, a potência definida para o carregador pretendido será de 12 kW, uma vez que a capacidade de carga do banco de baterias estacionárias corresponde a 97,68 kWh, o que resulta em uma operação do carregador abaixo da sua potência nominal.

Como a máxima potência fornecida pelo carregador de baterias equivale a 12 kW e com limite de carregamento imposta na saída do banco de baterias sendo de 730,4 V, a máxima corrente de saída do carregador será de 16,4 A, sendo essa corrente adotada como constante durante o processo de carregamento.

A seguir serão apresentadas as principais características elétricas associadas ao carregamento do banco de baterias estacionárias de íon de lítio para o carregamento do ônibus elétrico.

O carregador deve possuir isolamento galvânico entre a rede elétrica trifásica e o banco de baterias estacionárias. Como opção de reduzir peso e volume, foi escolhido o isolamento em alta frequência no estágio CC-CC que também será responsável pela compatibilidade entre as

tensões da rede e do banco de baterias. Outra vantagem de se escolher o isolamento em alta frequência é a possibilidade de escolher topologias de conversores CA-CC com peso e volume também menores.

Outro dado importante nas definições de projeto é que em sistema de carregamento de potências elevadas deve sempre se levar em conta topologias que favoreçam um alto fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica de corrente, como forma de atender a exigibilidade das normas impostas pela concessionária de energia.

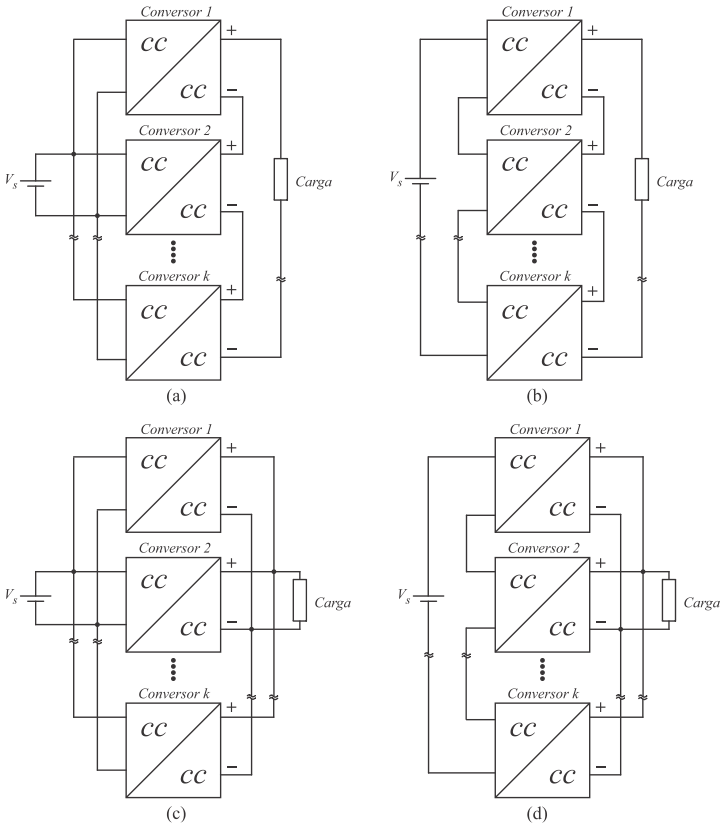
De forma a atender essas necessidades, uma solução passiva unidirecional correspondente a um retificador trifásico de doze pulsos com o uso de Transformador Interfase de Linha foi então adotada. A tensão nominal de saída do retificador, ou seja, a tensão de barramento CC de 463,6 V é definida pela relação entre a tensão de linha de entrada multiplicada por uma constante, na qual não depende diretamente das relações de espiras dos transformadores monofásicos que compõe o LIT. A sugestão proposta no estágio CA-CC se deu por suas características constitutivas com elevada robustez e correção de fator de potência com baixos valores de THD. Além disso, por processar em cada transformador monofásico uma potência de algo em torno de 15% da potência transferida para a saída do retificador, reduz substancialmente a dimensão dos núcleos magnéticos.

Pela própria topologia que com põe esse tipo de retificador a tensão de saída é diretamente dependente da tensão de entrada, como varemos nos próximos capítulos, atribuindo ao estágio CC-CC a adequação da tensão para os níveis de tensão desejado ao banco de baterias.

Os conversores elevadores de tensão de alta potência estão sendo amplamente utilizados em aplicações como veículos elétricos, sistemas fotovoltaicos e sistemas de células de combustível, onde a baixa tensão de entrada deve ser convertida em uma tensão mais alta [59]. O principal problemas no desenvolvimento deste conversor de alta potência está no dimensionamento correto das características dos elementos comutadores e componentes passivos (núcleo magnético e capacitores). Além disso, as grandes variações da tensão e corrente de entrada e saída exigem um dimensionamento excessivo dos componentes semicondutores [60].

Para aumentar a capacidade de transferência de potência dos módulos conversores, foram introduzidos e analisados sistemas de conversão de que adotassem associações de módulos com diferentes configurações de entrada e saída [61]. As diferentes configurações apresentadas na Figura 3.19 expressam as possibilidades de associações para módulos com a mesma topologia de conversor.

Figura 3.19 - Associação de módulos de conversores: (a) entrada paralela/saída serie (b) entrada serie/saída serie (c) entrada paralela/saída paralela (d) entrada serie/saída paralela.



Fonte: Adaptado de [61].

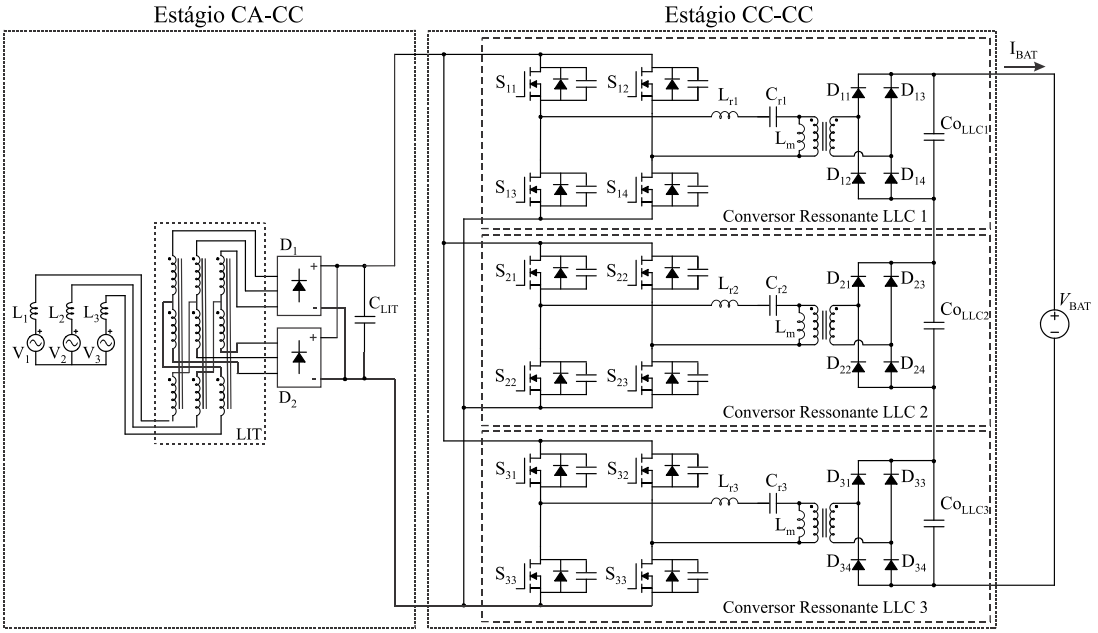
Esses esquemas podem fornecer uma redução nas tensões e correntes dos dispositivos semicondutores a depender do critério de associação dos módulos utilizados. Caso se deseje a redução dos esforços de corrente seja para os dispositivos semicondutores de entrada e/ou saída, sugere-se a adoção da associação paralela, já para a diminuição de sua tensão de bloqueio para os elementos comutadores a associação serie é melhor empregada. É com essa premissa que o conversor CC-CC será composto pela associação de três conversores ressonantes LLC com as entradas conectadas em paralelo e saída série.

A escolha do conversor ressonante LLC se deu por sua larga faixa de tensão de saída necessária para a conexão com o banco de baterias, além comutação suave ZVS nos interruptores e o bloqueio natural dos diodos da ponte retificadora na saída do conversor, o que permite baixas perdas de comutação, proporcionando um rendimento dependente apenas das perdas de condução dos componentes do circuito.

Somado a isso, ao operarem com modulação em frequência e fazendo a escolha certa da faixa de operação do conversor, permite a comutação com frequência elevadas, o que resulta no uso de elementos magnéticos com dimensões menores.

Analisando o conversor proposto nessa dissertação, Figura 3.20, compreende-se que o mesmo deve ser constituído de dois estágios, um destinado ao processo de retificação da tensão de entrada da rede, estágio CA-CC, e por completação o estágio CC-CC responsável pela compatibilidade da tensão de saída do carregador com os níveis de tensão e corrente exigidos pelo banco de baterias estacionárias.

Figura 3.20 - Carregador proposto com os estágios CA-CC e CC-CC



Fonte: Autor.

4 CONVERSOR CA-CC

4.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO DOZE PULSOS COM LIT

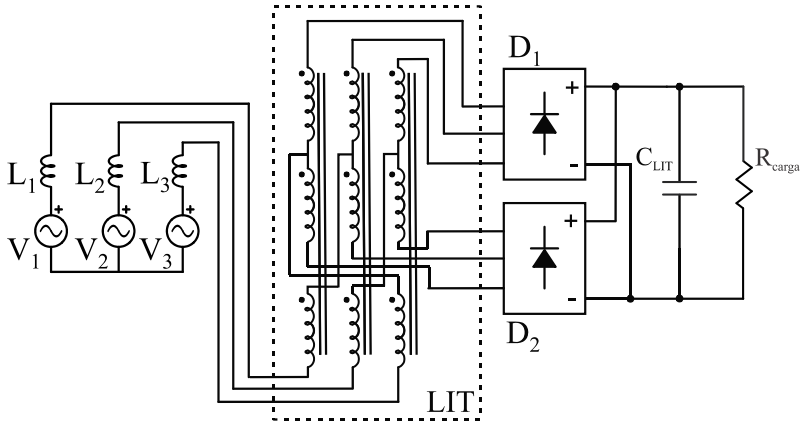
O grande desafio no uso dos retificadores [62] que se utilizam de filtros de saída capacitivo de valor elevado é o comportamento não linear da corrente, o que provoca o surgimento de harmônicas, que consequentemente reduzem o fator de potência do equipamento.

Contudo, é no consumo de grandes potencias que esse problema se agrava, pela amplitude do nível das harmônicas inseridas na rede. Por isso torna-se necessário técnicas de controle que busquem melhorar o fator de potência do conversor CA-CC.

A topologia estudada por [36] e representada na Figura 4.1, se caracteriza pela retificação trifásica com múltiplos pulsos e a utilização do Transformador de Interfase de Linha – LIT cria uma solução passiva que tem por características o baixo volume e excelentes resultados para o fator de potência.

Por [63] esta topologia aparece como uma boa solução devido à sua capacidade para produzir dois barramentos de tensão contínua, baixo conteúdo harmônico, simples estrutura, alta confiabilidade, forte capacidade de sobrecarga e não requerer eletrônica de controle. E ainda segundo [64] e [65] é possível eliminar os harmônicos quinto e sétimo da corrente da linha de entrada, contendo nas correntes de linha de entrada apenas harmônicos múltiplos de $12n \pm 1$, onde ($n = 1,2,3...$), com um valor THD de cerca de 15%, o que exige filtros de entrada afim de atender aos padrões IEEE-519 e IEC 1000-3.

Figura 4.1 - Retificador doze pulsos com transformador LIT.



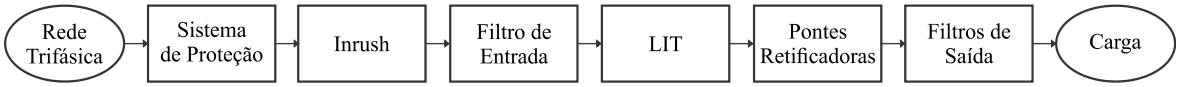
Fonte: Autor.

4.1.1 Estrutura do retificador doze pulsos com LIT

A etapa CA-CC que compõe a estrutura do carregador de baterias deve ser capaz de processar uma potência de 12 kW para o estágio CC-CC, operando para isso com uma tensão de linha de 380 V e frequência de 60 Hz, tendo como característica um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica.

A seguir serão apresentadas a estrutura em diagrama de blocos do retificador de doze pulsos com LIT.

Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Conversor CA-CC.



Fonte: Autor.

4.1.1.1 Sistema de proteção

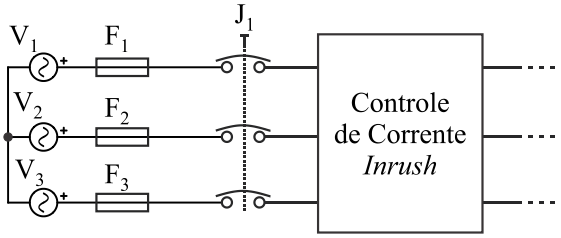
A energização do sistema parte de uma alimentação trifásica, com tensão de linha de 380 V, sem conexão com neutro.

A proteção do retificador de doze pulsos será feita por fusíveis rápidos com o objetivo de proteger as pontes retificadoras, sendo acoplado em suas saídas um disjuntor termomagnético tripolar com o objetivo de realizar as atividades de manobra para acionamento do conversor CA-CC.

Quando da energização, há presença de elevados valores de corrente nos capacitores eletrolíticos presentes no barramento do estágio CA-CC (correntes de *inrush*), podem gerar danos a sua estrutura como também do conversor, ou ainda redução da sua vida útil.

Um artificio muito comum é a inserção de resistores limitadores de corrente que após a entrada em regime do conversor, são removidas para evitar perdas por dissipação.

Figura 4.3 – Sistema de proteção do conversor CA-CC.



Fonte: Autor.

4.1.1.2 Filtros de entrada

Umas das definições típicas desse retificador, diz respeito à característica pulsada, com envoltória senoidal, das correntes drenadas da rede oriundas da comutação da ponte retificadora.

A fim de atenuar as amplitudes dos pulsos das correntes de entrada, tornando-as mais senoidais, são inseridos indutores em série em cada uma das fases de forma a diminuir as distorções harmônicas provenientes da etapa de retificação, melhorando assim o fator de potência do sistema.

Um critério para o dimensionamento do filtro indutivo diz respeito ao uso do percentual de queda de tensão sobre o indutor devido a sua reatância.

$$V_{ind} = 2.\pi.f_{rede}.L.I_L \tag{4.1}$$

Como verificado por [66], o valor 15% da tensão de fase corresponde a um bom valor atribuído para seu dimensionamento. Nesses termos, pode então ser definido pela equação (4.2)
.

$$L = \frac{0,23.10^{-3}.V_L}{I_L} \tag{4.2}$$

Seja a equação (4.3), a potência reativa consumida em cada indutor.

$$P_{ind} = 2.\pi.f_{rede}.L.I_L{}^2 \tag{4.3}$$

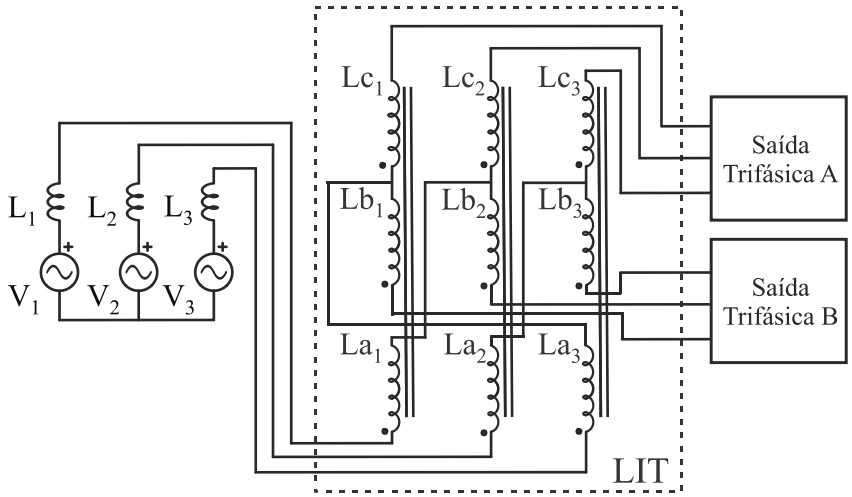
É possível obter, a partir da substituição de (4.2) em (4.3) e através de algumas manipulações matemáticas, uma relação que define o índice de perdas indutivas de entrada (4.4) dependente apenas da frequência da rede e da potência a ser entregue a carga.

$$P_{ind} = \frac{2\pi f_{rede}.0,23.10^{-3}}{\sqrt{3}} P_{carga} \tag{4.4}$$

4.1.1.3 Transformador Interfase de Linha – LIT

Define-se o LIT como a conexão elétrica de três transformadores monofásicos isolados magneticamente. O princípio de operação se baseia na divisão de corrente de cada fase em duas componentes deslocadas entre si em relação a cada corrente de fase, o que propicia o surgimento de dois sistemas trifásicos a partir de um. O transformador LIT é então apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4 - Representação do Transformador Interfase de Linha – LIT



Fonte: Autor.

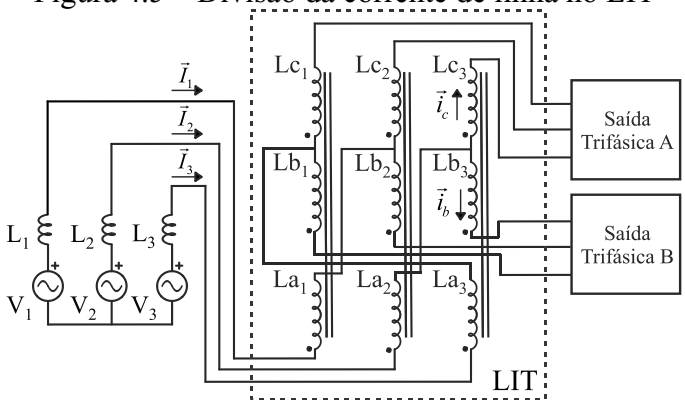
A seguir será proposto o equacionamento já apresentado por [36] como forma de descrever os principais parâmetros que relacionam o LIT para o seu dimensionamento e, por conseguinte sua construção.

4.1.1.3.1 Transformador Interfase de Linha – LIT

Ao se considerar que as duas saídas do LIT, sejam conectadas a cargas trifásicas balanceadas, a soma vetorial de cada corrente de linha, compreendida pelas correntes nos primários de cada transformador monofásico que constitui o LIT, será dada pela soma de duas correntes nos enrolamentos b e c.

$$\vec{I}_1 = \vec{i}_b + \vec{i}_c \tag{4.5}$$

Figura 4.5 – Divisão da corrente de linha no LIT



Fonte: Autor.

Por se tratar de transformadores monofásicos, todos obedecem às mesmas relações de espira. Em (4.6) é apresentada a relação entre as correntes nos enrolamentos de um dos núcleos que compõem o LIT:

$$\vec{I}_2 = N_2.\vec{i}_b - N_3.\vec{i}_c \tag{4.6}$$

Onde os valores de N_2 e N_3 são definidos pelas razões entre as espiras dos enrolamentos secundários (*b* e *c*) e a do primário (*a*):

$$N_2 = \frac{n_b}{n_a} \tag{4.7}$$

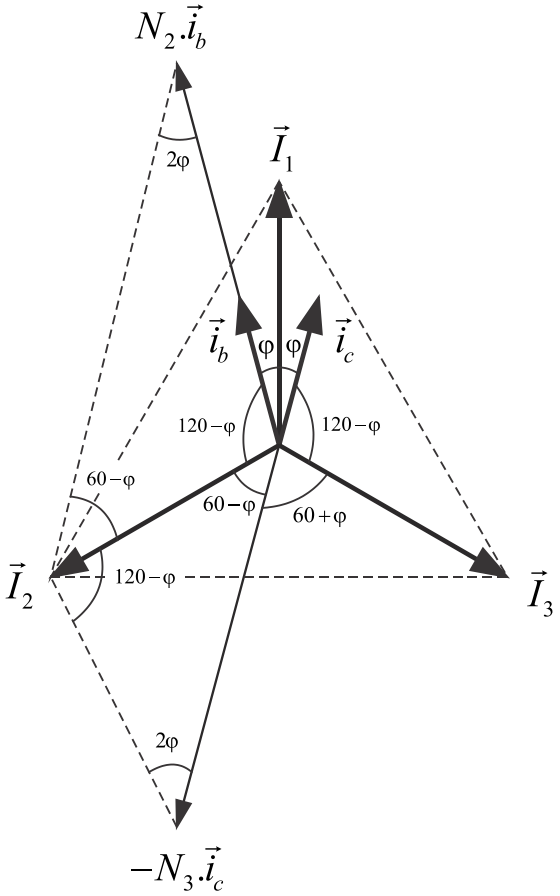
$$N_3 = \frac{n_c}{n_a} \tag{4.8}$$

À saber, as relações de transformação do LIT são dependentes do número de pulsos do conversor proposto. Para equacionar essa análise será considerado o diagrama fasorial das correntes em um dos transformadores monofásicos que constituem a estrutura.

Aplicando semelhança de triângulos na relação fasorial apresentada na Figura 4.6, é possível construir o equacionamento entre os módulos das correntes no LIT (4.9).

$$\frac{N_3.i_c}{sen\left(120^o - \varphi\right)} = \frac{N_2.i_b}{sen\left(60^o - \varphi\right)} = \frac{I_2}{sen\left(2.\varphi\right)} \tag{4.9}$$

Figura 4.6 – Relação fasorial das correntes no LIT



Fonte: Autor.

Com,

$$I_2 = 2.i_b.\cos(\varphi) \tag{4.10}$$

Por tratar-se de uma geração com duas saídas trifásicas equilibradas, as correntes nos enrolamentos *b* e *c* dos transformadores monofásicos apresentam a mesma magnitude de corrente. Assumindo então que,

$$|i_b| = |i_c| \tag{4.11}$$

Conclui-se,

$$\frac{N_3}{sen(120^o - \varphi)} = \frac{N_2}{sen(60^o - \varphi)} = \frac{1}{sen(\varphi)} \tag{4.12}$$

Logo, as relações de transformação serão dadas por:

$$N_2 = \frac{sen(60^o - \varphi)}{sen(\varphi)} \tag{4.13}$$

$$N_3 = \frac{sen(120^o - \varphi)}{sen(\varphi)} \tag{4.14}$$

Com o uso de algumas relações trigonométricas, obtêm-se as expressões das relações de transformação (4.15) e (4.16) em função do ângulo de comutação φ da ponte retificadora.

$$N_2 = \frac{\sqrt{3} - tg(\varphi)}{2.tg(\varphi)} \tag{4.15}$$

$$N_3 = \frac{\sqrt{3} + tg(\varphi)}{2.tg(\varphi)} \tag{4.16}$$

O ângulo de comutação é dependente do número de pulsos n provenientes da ponte retificadora (4.17).

$$\varphi = \frac{\pi}{n} \tag{4.17}$$

Como será usado uma ponte retificadora de 12 pulsos, o ângulo de comutação definido por (4.17) será de 15º, gerando relações de transformações fixas e iguais a N_2 = 2,732 e N_2 = 3,732.

4.1.1.3.2 Corrente nos enrolamentos do LIT

Para determinar as correntes nos enrolamentos, será feita a análise de uma das estrelas que compõe o LIT. A partir da análise do diagrama fasorial presente na Figura 4.6 sabe-se que:

$$\left|\vec{I}_1\right| = \left|\vec{I}_b\right|.\cos(\varphi) + \left|\vec{I}_c\right|\cos(\varphi) \tag{4.18}$$

Como o módulo das correntes nos enrolamentos de *b* e *c* são iguais e que o ângulo de comutação para o retificador de doze pulsos corresponde a 15º:

$$I_1 = i_a = I_L = 1,93.i_b \tag{4.19}$$

E ainda,

$$i_b = i_c = 0,52.I_L \tag{4.20}$$

Desprezando as perdas no transformador, o cálculo da corrente de linha I_L se equivale aos valores das correntes de entrada dos primários do LIT.

$$P_{carga} = P_{3\phi} \tag{4.21}$$

$$P_{3\phi} = \sqrt{3}.V_L.I_L \tag{4.22}$$

$$I_{La} = I_L = \frac{P_{carga}}{\sqrt{3}.V_L} \tag{4.23}$$

Substituindo (4.23) em (4.20) ainda temos,

$$I_{Lb} = I_{Lc} = \frac{0,3.P_{carga}}{V_L} \tag{4.24}$$

4.1.1.3.3 Tensão média de saída dos retificadores

Conforme a topologia apresentada para o conversor CA-CC, correspondente a um retificador trifásico de doze pulsos, a corrente média entregue a carga será equivalente ao valor de pico da corrente de linha.

$$I_{carga} = I_{Lpico} = \sqrt{2}.I_L \tag{4.25}$$

A tensão de saída do retificador trifásico pode ser deduzida a partir da substituição de (4.26) na eq. (4.25).

$$P_{carga} = V_{carga}.I_{carga} \tag{4.26}$$

$$\sqrt{3}.V_L.I_L = \sqrt{2}.V_{carga}.I_L \tag{4.27}$$

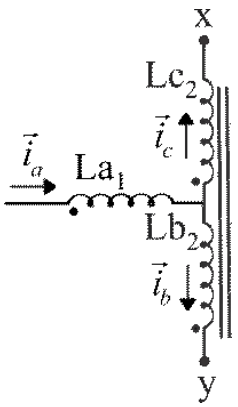
Logo,

$$V_{carga} = 1,22.V_L \tag{4.28}$$

4.1.1.3.4 Potência processada em cada transformador do LIT

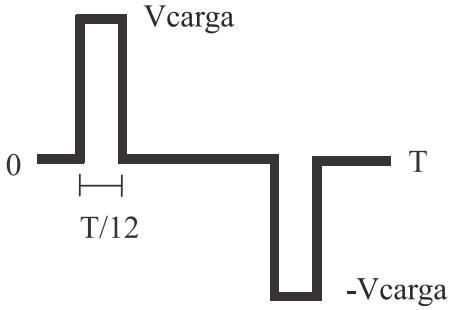
Considerando a idealidade na leitura do sinal da tensão em uma das estrelas do LIT é possível uma representação do sinal de tensão assim como mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7 Conexão em uma das estrelas do LIT



Fonte: Autor.

Figura 4.8 - Forma de onda entre os terminais x-y.



Fonte: Autor.

O valor eficaz da tensão entre os nós X e Y em função da tensão entregue a carga pode então ser expresso:

$$Vxy_{ef} = \sqrt{2.\frac{1}{2\pi}.\int_0^{\frac{\pi}{6}} V_{c\,\mathrm{arg}\,a}^2 .d\left(wt\right)} \tag{4.29}$$

$$Vxy_{ef} = \sqrt{\frac{1}{6}}.V_{c\,\mathrm{arg}\,a} \tag{4.30}$$

A potência processada por cada transformador monofásico é então calculada:

$$P_{LIT} = Vxy_{ef}.i_c \tag{4.31}$$

Substituindo (4.20), (4.28), (4.30) na eq. (4.30), tem-se:

$$P_{LIT} = 0,259.V_L.I_L \tag{4.32}$$

$$P_{LIT} = \frac{0,259.P_{c\,\mathrm{arg}\,a}}{\sqrt{3}} \tag{4.33}$$

$$P_{LIT} = 0,1494.P_{c\,\mathrm{arg}\,a} \tag{4.34}$$

Isso significa dizer que a potência processada por cada transformador monofásico, que constitui a estrutura do LIT, processa 14,94% da potência total da carga.

4.1.1.3.5 Tensão nos enrolamentos do LIT

Dada as relações,

$$\frac{V_b}{V_a} = \frac{n_b}{n_a} \tag{4.35}$$

$$\frac{V_c}{V_a} = \frac{n_c}{n_a} \tag{4.36}$$

E que,

$$Vxy = V_c + V_b \tag{4.37}$$

Ao manipular as eq. (4.35) (4.36) substituindo-as em (4.37), têm-se:

$$V_a = \frac{Vxy}{N_2 + N_3} \tag{4.38}$$

Com (4.30) sendo substituída em (4.38) e dado os valores constantes de $N_2 = 2{,}732$ e $N_3 = 3{,}732$ é possível escrever as tensões nos enrolamentos de cada transformador monofásico em função da tensão de carga, como segue:

$$V_a = 0{,}063.V_{c\,\mathrm{carg}\,a} \tag{4.39}$$

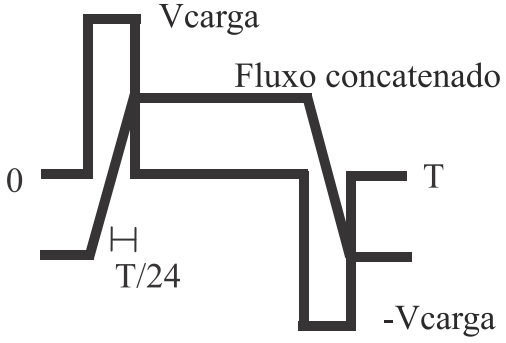
$$V_b = 0{,}173.V_{c\,\mathrm{carg}\,a} \tag{4.40}$$

$$V_c = 0{,}236.V_{c\,\mathrm{carg}\,a} \tag{4.41}$$

4.1.1.3.6 Indutância dos enrolamentos do LIT

Na Figura 4.9 é mostrada a representação da relação entre a tensão no enrolamento secundário e a geração do respectivo fluxo magnético concatenado em um transformador monofásico do LIT.

Figura 4.9 – Fluxo concatenado em um dos núcleos do LIT e a tensão nos terminais x-y.



Fonte: Autor.

A definição de fluxo magnético concatenado nos sugere a diretamente proporcional ao fluxo magnético Φ e o número *N* de espiras que este enlaça, assim como mostrado na equação (4.42).

$$\Lambda = N.\Phi \tag{4.42}$$

Outra dedução, o fluxo concatenado pode ainda ser expresso pela proporcionalidade entre a indutância mútua (M) e a Corrente de magnetização (I_m):

$$\Lambda = M.I_m \tag{4.43}$$

Substituindo o fluxo magnético contínuo por uma variante no tempo, $\Phi = \Phi(t)$, com a aplicação da lei de Faraday (4.44), podemos determinar a força eletromotriz $\varepsilon(t)$ produzida pela variação do fluxo magnético concatenado:

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{4.44}$$

$$\varepsilon = -N\frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{4.45}$$

O sinal negativo serve apenas para indicar que a força eletromotriz induzida se opõe à variação do fluxo magnético, de acordo com a lei de Lenz. Porém, para a análise será usado apenas o módulo da força eletromotriz gerada (4.46).

$$\varepsilon = N.\frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{4.46}$$

Com base na Figura 4.9, é possível concluir que a relação entre o fluxo concatenado e a tensão de carga será dada por:

$$\Lambda = \frac{V_{carga}.T}{24} \tag{4.47}$$

Sendo a M de cada transformador monofásico do LIT a soma das indutâncias dos dois enrolamentos dos secundários e considerando as eq. (4.43), (4.46) na manipulação da (4.47), teremos:

$$M = \frac{V_{carga}}{24.f_{rede}.I_m} \tag{4.48}$$

Dado as relações entre as indutâncias do primário e secundários em função das espiras nos enrolamentos (4.49) e (4.50), e ainda se utilizando das eq. (4.7), (4.8) e (4.48), é possível determinar as indutâncias de cada enrolamento dos transformadores monofásicos que compõe o LIT, dadas por (4.51), (4.52) e (4.53).

$$\frac{L_b}{L_a} = \left(\frac{n_b}{n_a}\right)^2 \tag{4.49}$$

$$\frac{L_c}{L_a} = \left(\frac{n_c}{n_a}\right)^2 \tag{4.50}$$

$$L_a = \frac{324,63.10^{-6}.V_{carga}}{I_L} \tag{4.51}$$

$$L_b = \frac{2,423.10^{-3}.V_{carga}}{I_L} \tag{4.52}$$

$$L_c = \frac{4,521.10^{-3}.V_{carga}}{I_L} \tag{4.53}$$

4.1.1.3.7 Número de espiras dos enrolamentos do LIT

Por [67] pode-se definir as equações da seção magnética e do número de espiras do primário para um núcleo correspondente ao transformador monofásico como (4.54) e (4.55).

$$S_M = 7,5.\sqrt{\frac{1,25.P_{LIT}}{f_{rede}}} \tag{4.54}$$

$$n_a = \frac{V_{La}.10^8}{4,44.B_M.S_M.f_{rede}} \tag{4.55}$$

Uma vez calculado a potência monofásica de um dos transformadores do LIT por (4.34) e se utilizando das equações (4.54), (4.55), (4.7) e (4.8) é possível determinar o número dos três enrolamentos.

$$n_b = 55 espiras$$
$$n_c = 75 espiras$$

4.1.1.4 Ponte retificadora

O dimensionamento da ponte retificadora consiste em definir seus esforços de tensão e corrente. Como mostrado na Figura 4.1, a estrutura do retificador de doze pulsos constitui-se de duas pontes semicondutoras nas quais o consumo da corrente média em cada uma corresponde à metade corrente drenada pela carga.

$$I_{ponte} = \frac{I_{carga}}{2} \tag{4.56}$$

No processo de condução e bloqueio, característico dos diodos na etapa de retificação, a máxima tensão reversa sobre a ponte de diodos equivale a mesma tensão no barramento CC, com isso:

$$V_{D_R} = V_{carga} \tag{4.57}$$

4.1.1.5 Filtro de saída

O projeto do barramento CC consiste basicamente em verificar os parâmetros da tensão de ondulação nos capacitores e a tensão de isolação que corresponde a máxima tensão em seus terminais.

Contudo, uma vez que se deseja conectar um conjunto de conversores no barramento de saída do conversor CA-CC surgirão elevados valores de corrente eficaz nos capacitores de barramento proveniente da comutação dos conversores, o que contribuirá para a elevação de sua capacitância e a diminuição da vida útil [68].

Por isso a melhor técnica de dimensionar esse tipo de capacitor é, por meio de simulação, determinar a corrente eficaz filtrada pelo barramento e assim estabelecer arranjos de capacitores capazes de atender a essas necessidades do projeto.

4.2 DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR CA-CC

A proposta a seguir descreve o dimensionamento do retificador de doze pulsos com transformador LIT que será dado para a carga máxima a ser conectada da saída do conversor correspondente a 12kW.

a) Especificações

i. Potência de carga: $P_{carga} = 12\ kW$
ii. Tensão de linha: $V_{linha} = 380\ V$
iii. Frequência da rede: $f_{rede} = 60\ Hz$
iv. Indutância máxima de magnetização: 11800 G

b) Sistema de proteção

Como já referenciado, a presença de correntes *in-rush* pode gerar danos estrutura do conversor ou ainda redução da sua vida útil. Tendo como objetivo evitar essa problemática são inseridos resistores limitadores de corrente até a entrada em regime do conversor.

Visando essa implementação e considerando uma maior simplicidade, foi-se aplicado o uso da linha de contatores CWMC da WEG, onde apresenta como grande aplicação o controle de correntes de *in-rush* em bancos de capacitores para correção de fator de potência.

Por ser considerado robusto e ao mesmo tempo compacto, não necessita de conexões com resistências elétricas externas e nem de circuitos de temporização, tornando-se então um elemento de forte aplicação para controle das correntes de *in-rush.*

O modelo usado foi o CWMC25-10-30x41, inserido na entrada da estrutura que compõe o LIT, será controlado diretamente pela tensão de entrada de linha da rede 380 V, com seus contatos principais com uma condução máxima limitada pela corrente de linha de 18,23 A.

O disjuntor tripolar com o objetivo de manobra do circuito de potência e os fusíveis de proteção para das pontes retificadoras foram dimensionados assim como consta no apêndice A, com as seguintes características:

a) Fusíveis

i. Fabricante/Modelo: WEG/FDW-25S
ii. Corrente de curto-circuito/sobrecarga: 25 A
iii. Categoria: B

b) Disjuntor termomagnético

i. Fabricante/Modelo: WEG/MDW
ii. Corrente de curto-circuito/sobrecarga: 32 A
iii. Tensão máxima de operação AC: 500 V

c) Filtros de Entrada

Os indutores de entrada podem ser calculados com aplicando as eq. (4.2) e (4.23), com as perdas indutivas definidas por (4.4).

i. Indutores de entrada: 4,8 mH
ii. Perdas indutivas: 600 W

d) Parâmetros do LIT

O dimensionamento do LIT requer o cálculo dos valores eficazes da tensão e corrente nos enrolamentos nos transformadores monofásicos, potência processada e suas respectivas indutâncias. Aplicando as eq. (4.39), (4.40), (4.41), (4.23), (4.24) , (4.34), (4.51), (4.52) e (4.53), respectivamente:

i. Tensão eficaz nos enrolamentos

a. Tensão no enrolamento L_a: $V_{La} = 29{,}2\ V$
b. Tensão no enrolamento L_b: $V_{Lb} = 80{,}2\ V$
c. Tensão no enrolamento L_c: $V_{Lc} = 109{,}4\ V$

ii. Corrente eficaz nos enrolamentos

a. Corrente no enrolamento L_a: $I_{La} = 18{,}2\ A$
b. Corrente no enrolamento L_b: $I_{Lb} = 9{,}5\ A$
c. Corrente no enrolamento L_c: $I_{Lc} = 9{,}5\ A$

iii. Potência transformador monofásico

a. Potência processada por cada transformador do LIT: $P_{LIT} = 1{,}794\ kW$

iv. Indutância dos enrolamentos

a. Indutância de L_a: $L_a = 8{,}3mH$
b. Indutância de L_b: $L_b = 62mH$
c. Indutância de L_c: $L_c = 115mH$

v. Número de espiras dos enrolamentos

a. Número de espiras a: $n_a = 20$
b. Número de espiras b: $n_b = 55$
c. Número de espiras c: $n_c = 75$

e) Ponte Retificadora

As características de corrente direta e tensão reversa sobre a ponte de diodos podem ser obtidas por (4.56) e (4.57).

i. Corrente direta de condução: I_{ponte} =12,942 A
ii. Tensão reversa/bloqueio: $Vr_D = 463{,}6\ V$

De acordo com os valores obtidos no dimensionamento, optou-se por escolher a ponte retificadora SEMIKRON SKD 30/16A1, tendo como característica:

i. Corrente Direta: 30 A
ii. Tensão Reversa Repetitiva Máxima: 1600 V.
iii. Queda de Tensão sobre o Diodo: 0,95V (T_J = 150ºC e I_F = 14 A).
iv. Resistência Térmica Junção-Cápsula: 0,7ºC/W.
v. Resistência Térmica Cápsula-Dissipador: 0,1ºC/W.
vi. Resistência térmica Junção-Ambiente: 8,5ºC/W (isolado).
vii. Temperatura de Junção Máxima: 150ºC.

f) Dissipador térmico

Baseado no dimensionamento do dissipador de térmico a ser acoplado as pontes retificadoras, como consta no apêndice A, foi escolhido o modelo HS21575, tendo:

i. Resistência Dissipador-Ambiente: 0,42 Ω.
ii. Comprimento do dissipador: 200 mm.

g) Capacitor de Barramento CC

Através de simulação e da observação de diversos fabricantes de capacitores, foram escolhidos quatro capacitores da EPCOS de 2200μF/350V. Foram configurados em dois ramos com dois capacitores em série em cada ramo, resultando em um barramento com as seguintes características:

a. Capacitância equivalente: $C_{out} = 2200\ \mu F$
b. Tensão de isolação: $V_{isol} = 700\ V$

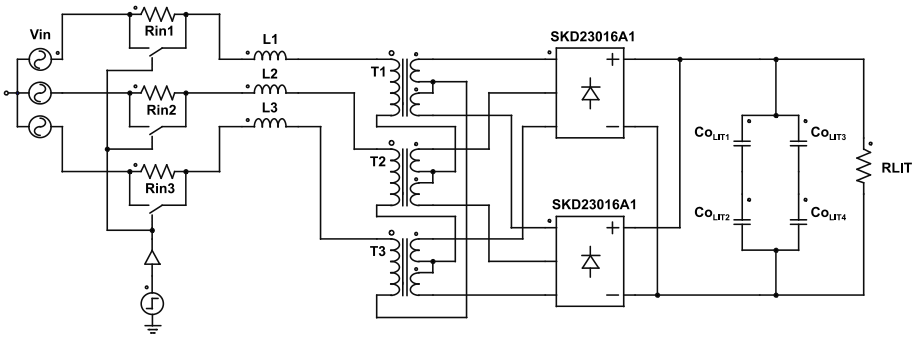
Como forma de proteger o arranjo capacitivo do desbalanceamento de tensão entre capacitores do barramento CC foram acrescidos resistores de 33 kΩ. Destaca-se que pela potência consumida, terá pouca relevância sobre o rendimento total do conversor.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Como forma de validar a estrutura de potência do retificador de doze pulsos com transformador LIT, optou-se por realizar a simulação no software PSIM 9.1.1, aplicando na saída do circuito uma carga resistiva que emulasse a potência máxima do conversor de 12 kW com as mesmas características elétricas encontradas na estrutura experimental, como apresentado na Figura 4.10.

Na avaliação experimental, o valor da tensão de fase medida corresponde 206V com uma tensão de linha de 356,8 V, sendo assim, foram simulados para validação do protótipo o circuito do retificador de doze pulsos com essa característica. A inserção de três resistores a serem curto-circuitados, representam os resistores de *in-rush* pelo acréscimo do contator CWMC25-10-30X41 equivalente ao circuito de pré-carga.

Figura 4.10 - Retificador trifásico doze pulsos com Transformador LIT e Carga Resistiva.

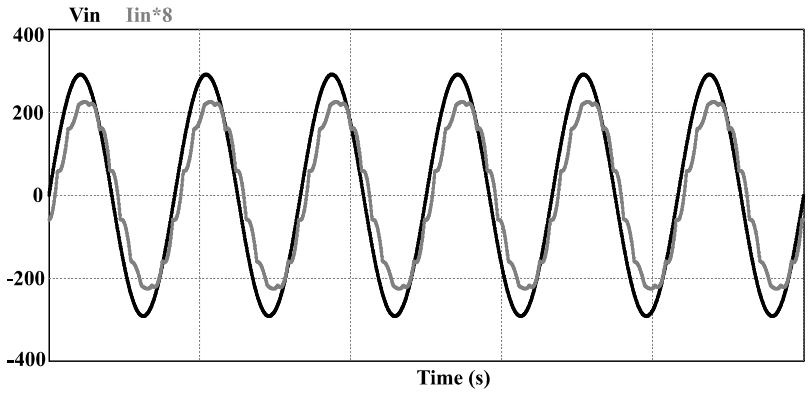


Fonte: Autor.

4.3.1 Formas de onda

Através da simulação do circuito apresentado na Figura 4.10 é possível constatar um alto nível de fator de potência com 0,958 e um ângulo de defasamento de 17,27º, características típicas do retificador de doze pulsos com carga resistiva.

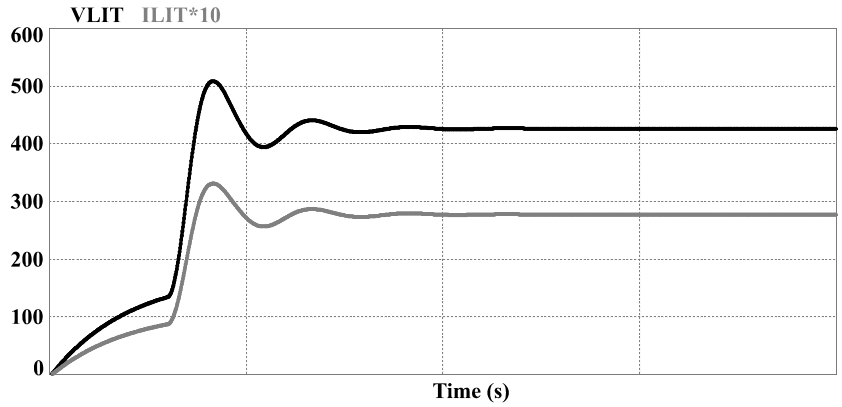
Figura 4.11 - Tensão e corrente em uma das fases.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.12, na verificação da tensão de saída do barramento CC é constata a convergência para o valor em regime de 428,37 V. Nessa simulação, verifica-se o amortecimento provocado pela emulação dos resistores limitadores da corrente de *in-rush*, o que diminui a sobretensão e a sobrecorrente no estágio transitória até a entrada em regime permanente.

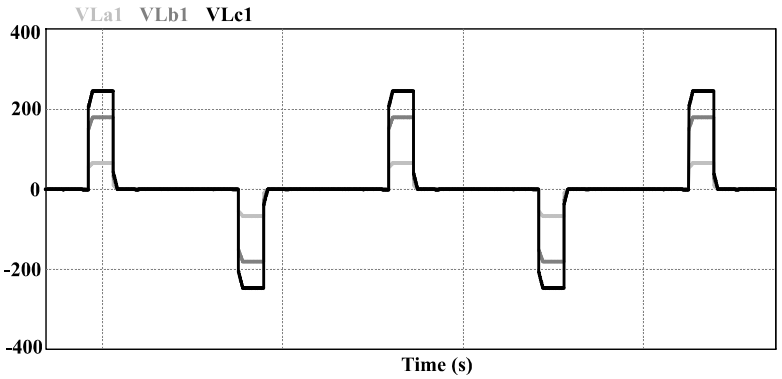
Figura 4.12 - Tensão e corrente de saída do retificador de doze pulsos.



Fonte: Autor.

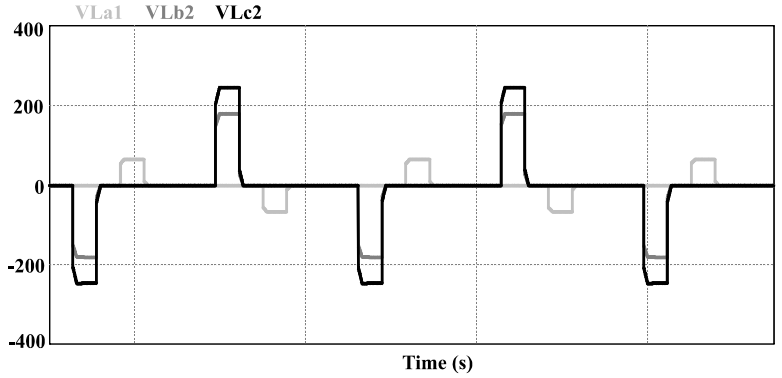
A seguir serão apresentadas as formas de onda das tensões em um dos enrolamentos LIT e das tensões em uma de suas estrelas, expressas nas Figura 4.13 e Figura 4.14, respectivamente.

Figura 4.13 - Tensão nos enrolamentos de um dos núcleos no LIT.



Fonte: Autor.

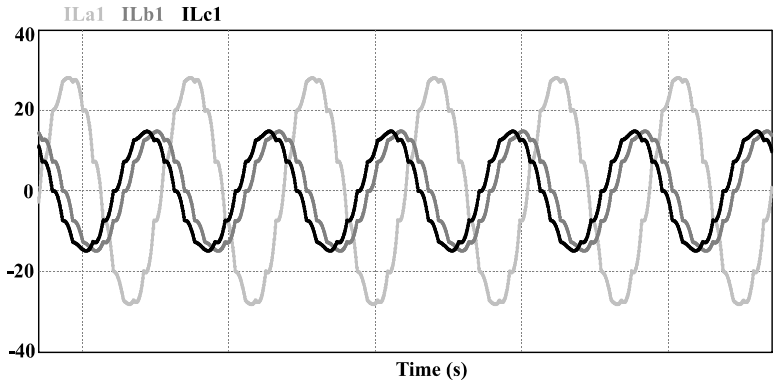
Figura 4.14 - Tensão em uma das estrelas do LIT



Fonte: Autor.

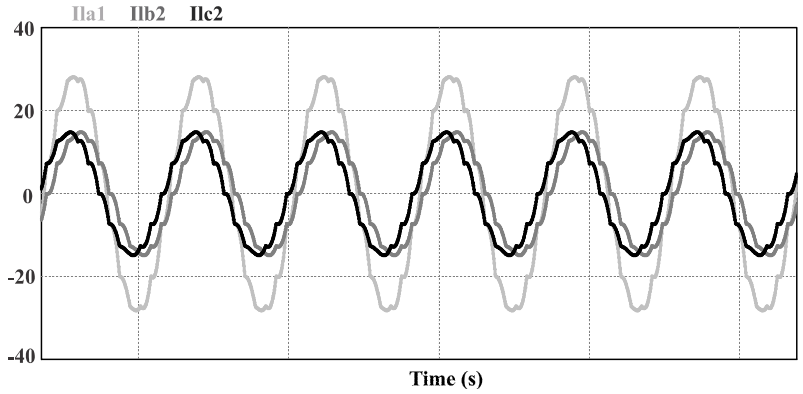
As Figura 4.15 e Figura 4.16 apresentam as formas de onda das correntes nos enrolamentos de um dos núcleos do LIT, bem como em uma de suas estrelas.

Figura 4.15 - Correntes nos enrolamentos de um dos núcleos.



Fonte: Autor.

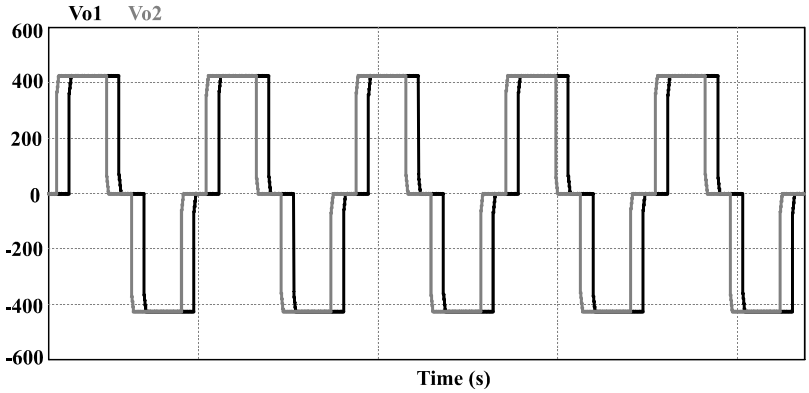
Figura 4.16 - Corrente em uma das estrelas do LIT.



Fonte: Autor.

Já na Figura 4.17 é apresentado as formas de onda das tensões de linha na entrada das pontes retificadoras trifásicas, onde se valida a defasagem de 30º entre as tensões.

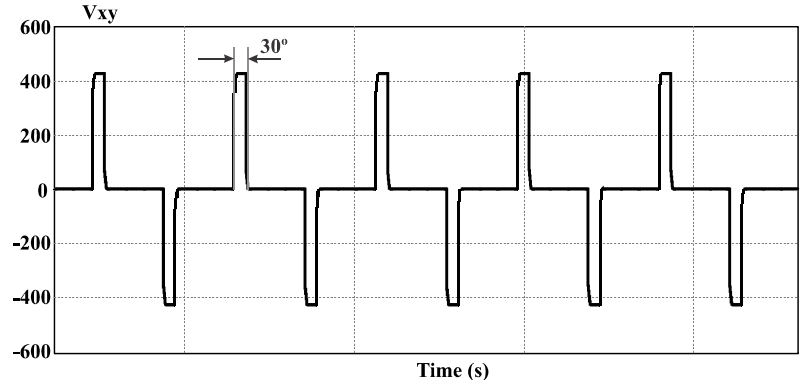
Figura 4.17 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras.



Fonte: Autor.

A forma de onda da tensão V_{xy} que representa a tensão nos extremos dos secundários de um dos núcleos do LIT é mostrada na Figura 4.18. É a partir dessa forma de onda que se exprime a potência processada por cada núcleo que compõe o LIT.

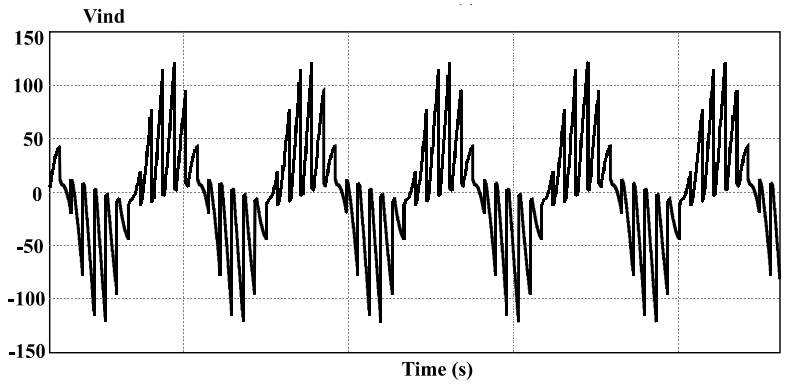
Figura 4.18 - Tensão V_{xy}.



Fonte: Autor.

A tensão em um dos filtros indutivos é apresentada na forma de onda na Figura 4.19, apresentando uma tensão de doze pulsos, característica típica para esse tipo de conversor.

Figura 4.19 - Tensão sobre um dos indutores de entrada

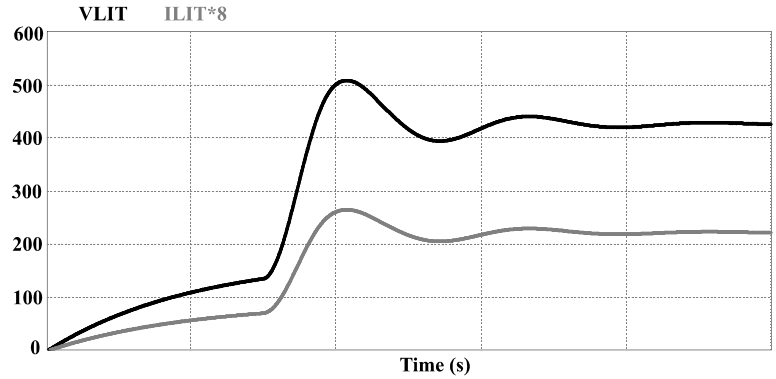


Fonte: Autor.

A Figura 4.20 apresenta as formas de onda da tensão e corrente obtidas por simulação vista na saída das pontes retificadoras para validação do circuito de pré-carga no amortecimento no sistema de partida.

Vale afirmar que os valores de sobretensão e sobrecorrente na saída do circuito não existirão, pela própria característica do circuito após amortecimento, o que será visto na análise experimental.

Figura 4.20 - Transitório da tensão e corrente com circuito pré-carga.



Fonte: Autor.

4.3.2 Distorção Harmônica Total e Fator de Potência

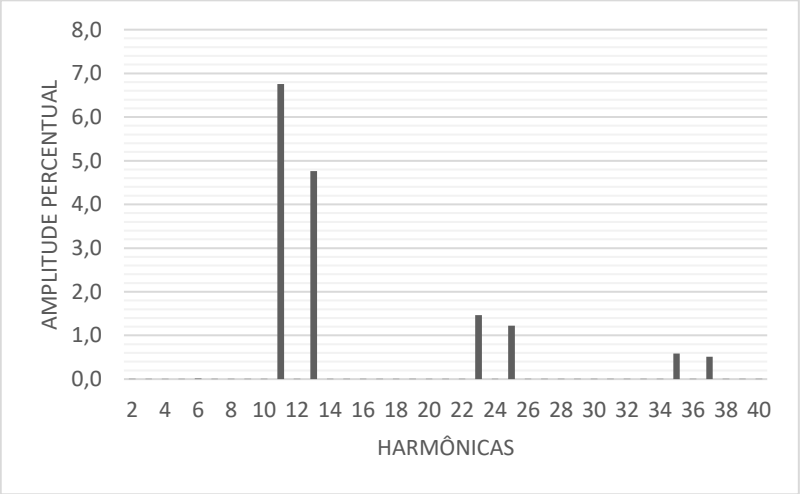
Aplicando o *software* PSIM 9.1.1 foram extraídos até o limite da 40ª harmônica da corrente de entrada e, assim, tratados em função da amplitude percentual da componente fundamental.

Analisando os dados obtidos, percebe-se que as maiores amplitudes das harmônicas de corrente são as múltiplas de 12n ± 1, com ênfase para a 11ª e 13ª, 6,758 e 4,766, respectivamente.

Com essas características o circuito simulado detém:

a) Defasamento entre Tensão e Corrente de entrada: 15,247º;
a) Distorção Harmônica Total (THD): 5,611%;
b) Fator de Potência: 0,957.

Figura 4.21 - Amplitude percentual em função das harmônicas da corrente de entrada.

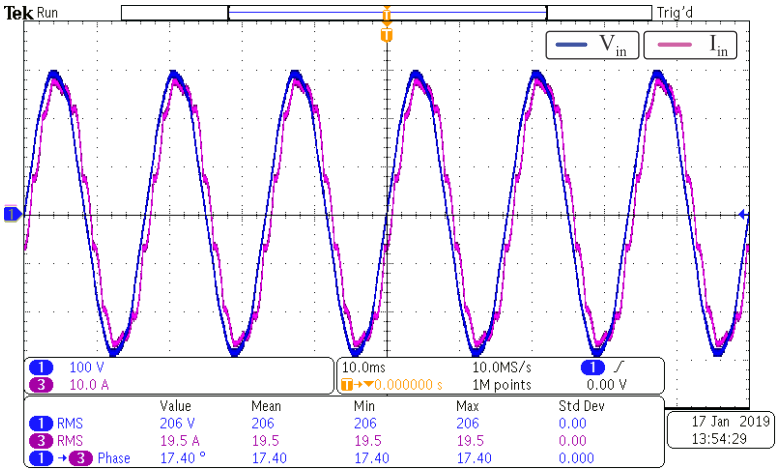


Fonte: Autor.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validação do retificador de doze pulsos foi considerado um sistema de cargas resistivas equivalentes a 15,34 Ω para um valor da tensão de fase na entrada do retificador de doze pulsos de 206 V. A Figura 4.22 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente na entrada de uma das fases do retificador de doze pulsos, com um ângulo de defasamento correspondente a 17, 40º.

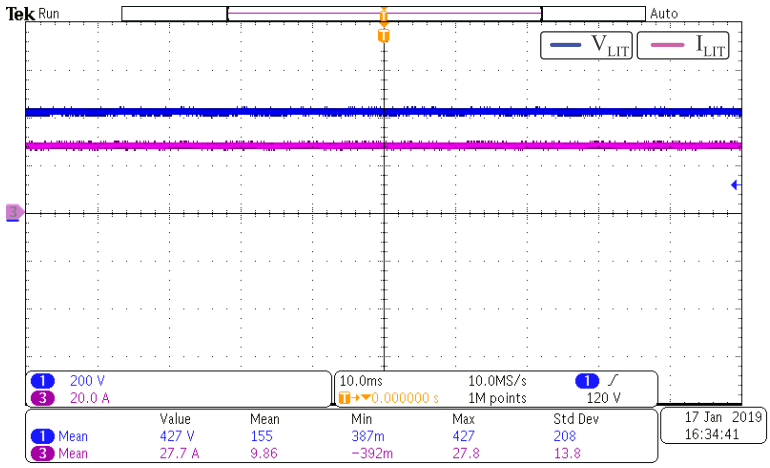
Figura 4.22 - Tensão e Corrente em uma das entradas do retificador de doze pulsos.



Fonte: Autor.

As formas de onda da tensão e corrente medidas na saída do retificador de doze pulsos em regime permanente são apresentadas na Figura 4.23.

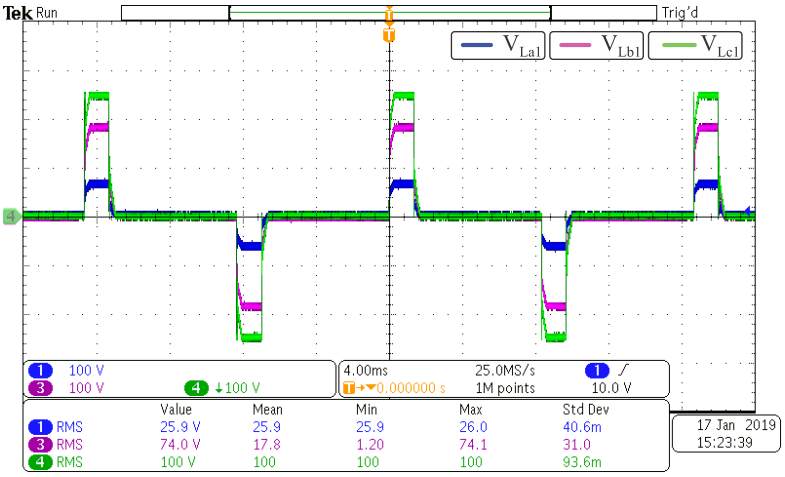
Figura 4.23 - Tensão e Corrente na saída do retificador de doze pulsos.



Fonte: Autor.

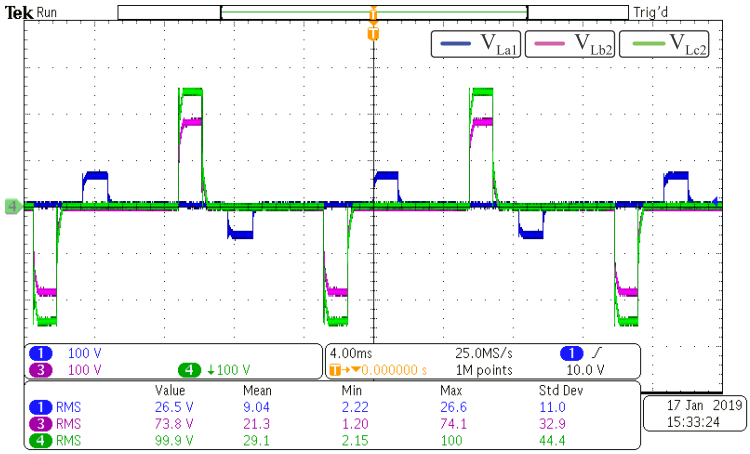
A sequência das formas de onda expressas na Figura 4.24 à Figura 4.27 descrevem os valores de tensão e corrente sobre os núcleos de um dos transformadores que compõe o LIT, validando as mesmas características da etapa de simulação.

Figura 4.24 - Tensões nos enrolamentos de um dos núcleos do LIT.



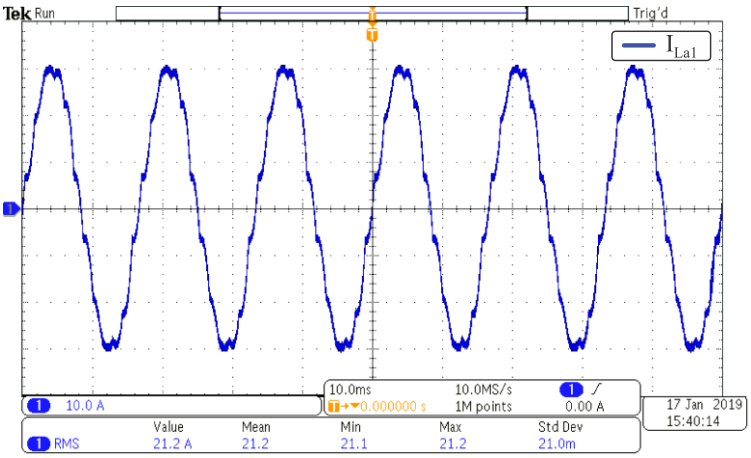
Fonte: Autor.

Figura 4.25 - Tensão em uma das estrelas do LIT.



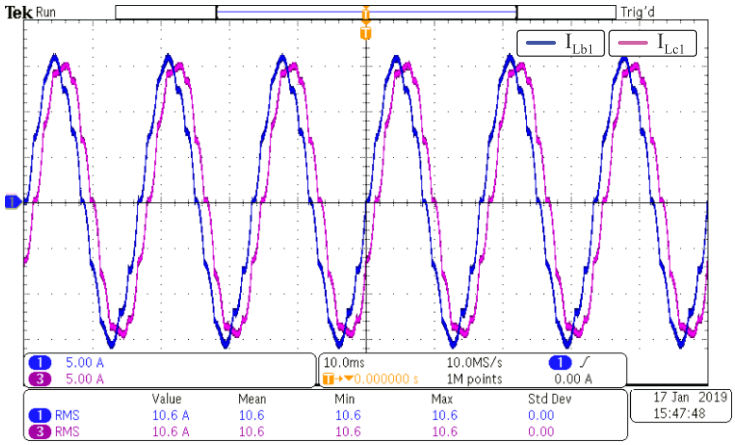
Fonte: Autor.

Figura 4.26 - Corrente no primário de um dos núcleos do LIT.



Fonte: Autor.

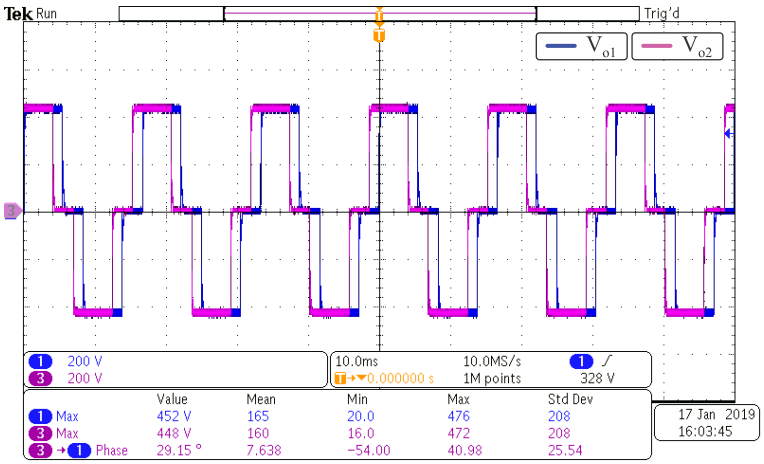
Figura 4.27 - Correntes nos secundários de um dos núcleos do LIT.



Fonte: Autor.

A medida de defasagem das tensões de linha nas entradas das pontes retificadoras, mostrada na Figura 4.28, se afirmar satisfatória uma vez que muito se aproxima do valor de 30º verificada em projeto e reafirmada em simulação.

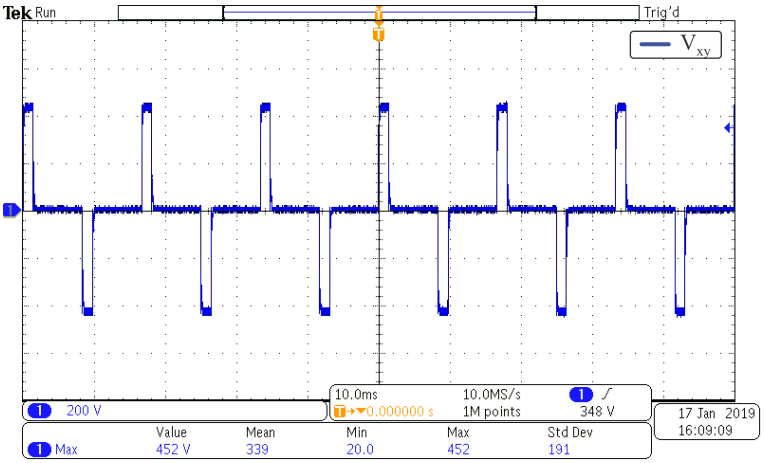
Figura 4.28 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras.



Fonte: Autor.

Observando a forma de onda simulada vista na Figura 4.18 e a experimental na Figura 4.29 verifica-se a similaridade entre ambas, o que valida parcialmente comportamento da potência processada por cada núcleo do LIT.

Figura 4.29 - Tensão V_{xy}.

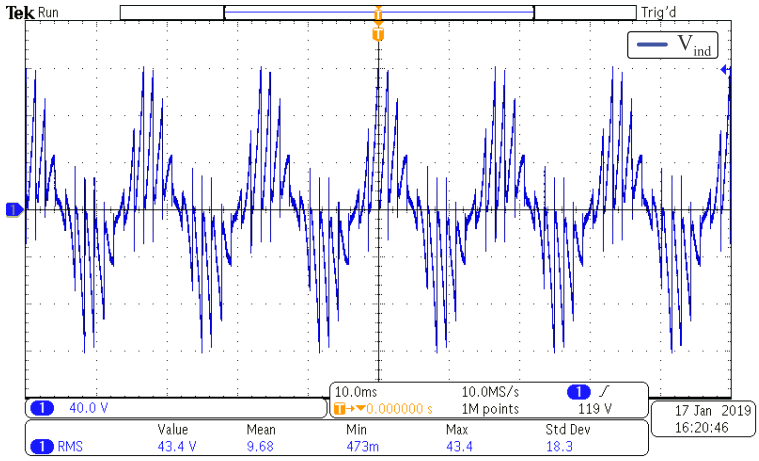


Fonte: Autor.

Observando a forma de onda simulada vista na Figura 4.18 e a experimental na Figura 4.29 verifica-se a similaridade entre ambas, o que valida parcialmente comportamento da potência processada por cada núcleo do LIT.

A Figura 4.30 apresenta a forma de onda pulsada da tensão em um dos indutores de entrada, semelhante a já relatada por simulação, com a presença dos doze pulsos por período, o que valida o seu comportamento.

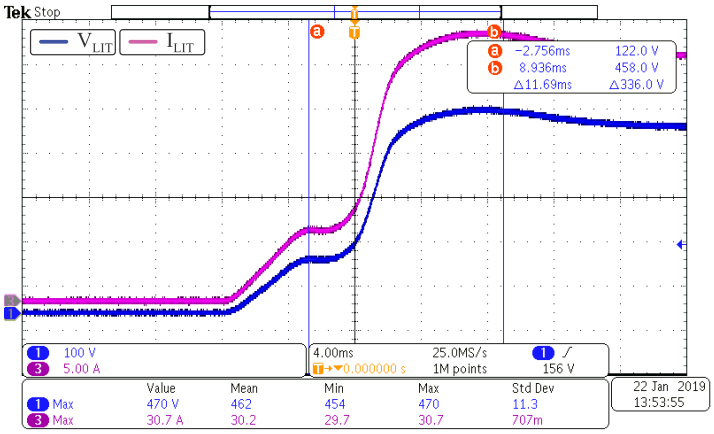
Figura 4.30 - Tensão em um dos indutores de entrada.



Fonte: Autor.

Como já exposto, não há a presença de grandes sobretensões ou sobrecorrentes no estágio transitório, devendo isso ao circuito de amortecimento que garante parcialmente o carregamento dos capacitores de barramento CC.

Figura 4.31 - Transitório da tensão e corrente com circuito pré-carga.



Fonte: Autor.

Com base nos valores teóricos projetados, foram obtidos os resultados de simulação e experimental e sua comparação apresentada na Tabela 3, com erros percentuais averiguados para a potência processada de 12 kW.

Tabela 3 – Comparação dos resultados do conversor CA-CC em 12 kW.

Variável	Simulação	Experimental	Erro (%)
V_{in} (V)	206	206	0
I_{in} (A)	20	19,5	2,56
V_{LIT} (V)	426,6	427	-0,093
I_{LIT} (A)	27,8	27,7	0,36
V_{La1} (V)	26,3	25,9	1,54
V_{Lb1} (V)	71,7	74	-3,1
V_{Lc1} (V)	97,9	100	-2,1
I_{Lc1} (A)	20	21,2	-5,66
I_{Lb1} (A)	10,4	10,6	-1,89
I_{Lc1} (A)	10,4	10,6	-1,89
V_{o1} (V)	426,6	452	-5,62
V_{o2} (V)	426,6	448	-4,78
V_{xy} (V)	426,7	452	-5,6
V_{ind} (V)	46,1	43,4	6,22

Fonte: Autor.

Observa-se nesse contexto que os valores medidos experimentalmente se aproximam em grande proporção dos valores simulados com pequenos erros percentuais, o que valida o estágio de potência para a etapa CA-CC da proposta do estágio de potência para esse carregador.

4.4.1 Distorção Harmônica Total e Fator de Potência

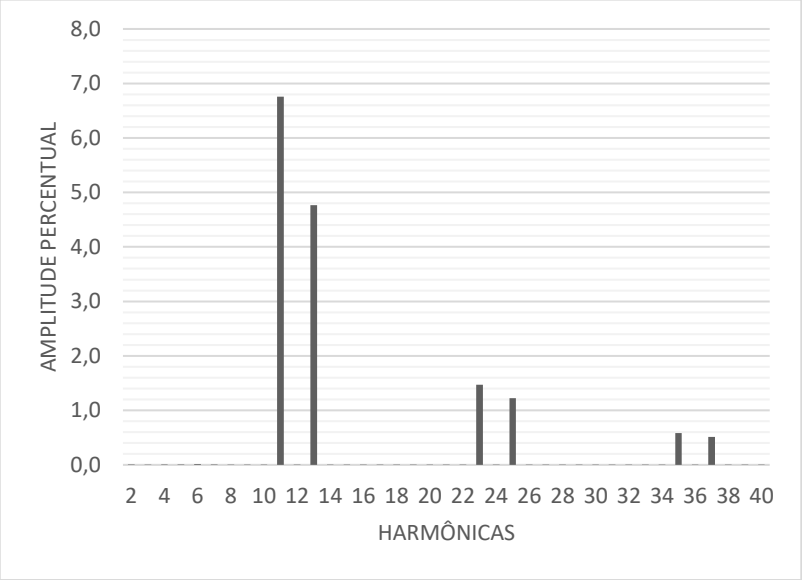
De forma a melhorar a qualidade do experimento no registro da THD e do FP, foi utilizado o analisador de potência *Power Analyser* e sua plataforma dedicada pelo software PWRVIEW Analysis. Assim como na análise simulada, restringimos a análise até a 40ª harmônica da corrente de entrada em função da amplitude percentual da componente fundamental.

Com dados obtidos, percebe-se que as maiores amplitudes das harmônicas de corrente são as múltiplas de 12n ± 1, com ênfase para a 11ª e 13ª, 4,51 e 2,84, respectivamente.

Com essas características, o circuito detém:

a) Defasamento entre Tensão e Corrente de entrada: 15,84º;
b) Distorção Harmônica Total (THD): 7%;
c) Fator de Potência: 0,96.

Figura 4.32 - Amplitude percentual em função das harmônicas da corrente de entrada.



Fonte: Autor.

Vale notar o surgimento das componentes harmônicas de ordens menores, isso se deve ao desbalanceamento de potência nas fases de rede, bem como proveniente de distorções nas tensões de entrada.

4.4.2 Curvas características de operação

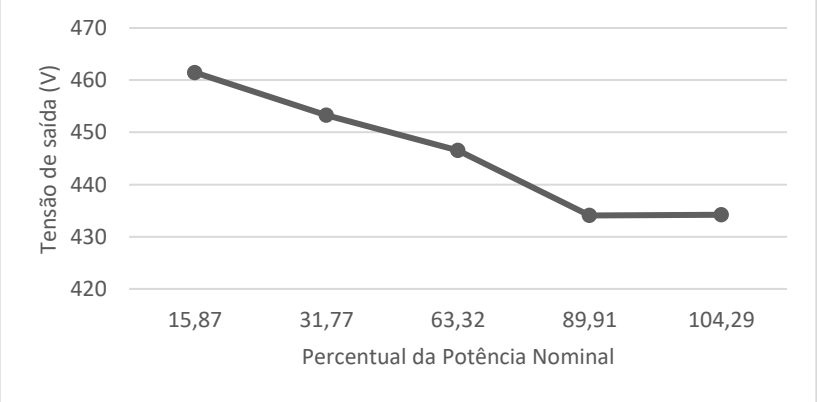
A fim de expressar o comportamento do retificador de doze pulsos com LIT para diferentes tipos de cargas foi traçado um conjunto de curvas que descrevem o perfil das suas principais características. Para isso se utilizou o analisador de potência *Power Analyser* e sua plataforma dedicada pelo software PWRVIEW Analysis como forma de aprimorar as leituras realizadas.

As curvas da tensão de saída, fator de potência, taxa de distorção harmônica e rendimento foram traçadas em função do percentual da potência nominal do conversor correspondente a 12kW, assim como será visto a seguir.

4.4.2.1 Tensão de saída em função do percentual da potência nominal

Observando a Figura 4.33 é possível verificar o decaimento da tensão de saída pela elevação da potência. Como o retificador de doze pulsos com LIT é de atuação passiva o afundamento da tensão de entrada proveniente da conexão de potências maiores reflete na diminuição da tensão de saída nessa etapa do conversor.

Figura 4.33 - Curva da tensão de saída em função do percentual da potência nominal.

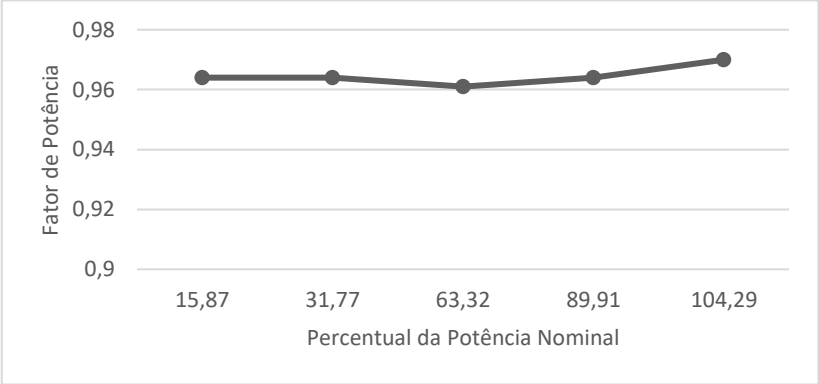


Fonte: Autor.

4.4.2.2 Fator de Potência em função do percentual da potência nominal

Na Figura 4.34 percebe-se uma elevação no fator de potência a medida que se incrementa o valor da potência consumida. Devido a utilização de grandes elementos magnéticos, indutores e transformadores, o retificador apresenta grandes características indutivas para potências menores, por isso ao considerar a elevação da potência de carga e considerando que elas têm perfil predominantemente resistivo, o fator de potência tende a se elevar.

Figura 4.34 - Curva do fator de potência em função do percentual da potência nominal.

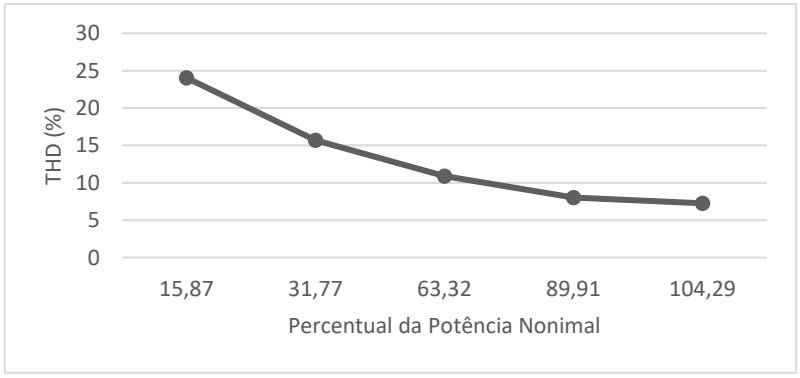


Fonte: Autor.

4.4.2.3 Distorção Harmônica Total (THD) em função do percentual da potência nominal

Como já referenciado, a THD é diretamente dependente do ângulo de fase entre tensão e corrente na entrada e do seu fator de potência. Com base nessa análise, uma consequência do aumento da potência consumida pela carga, predominantemente resistiva, é a de diminuir a THD do conversor, assim como mostra a Figura 4.35.

Figura 4.35 - Curva da THD em função do percentual da potência nominal.

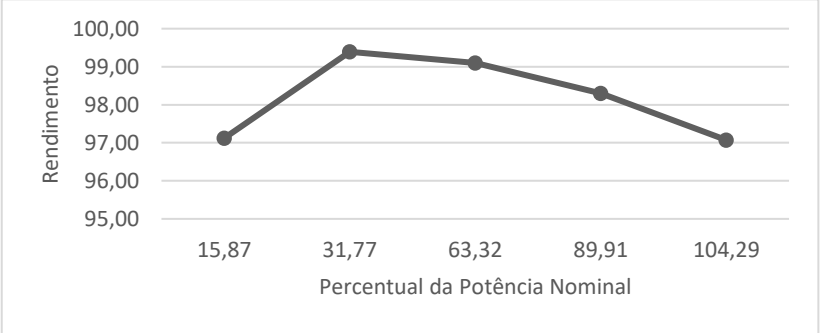


Fonte: Autor.

4.4.2.4 Rendimento em função do percentual da potência nominal

Como apresentado na Figura 4.36, a curva de rendimento do retificador de doze pulsos confirma um elevado rendimento para a potência processada em torno dos 12 kW. Mesmo para potencias mais baixas, o conversor opera com rendimento superior a 97% e mesmo para potências acima do referenciado como nominal, garante um rendimento superior aos mesmos 97%.

Figura 4.36 – Curva rendimento em função do percentual da potência nominal.



Fonte: Autor.

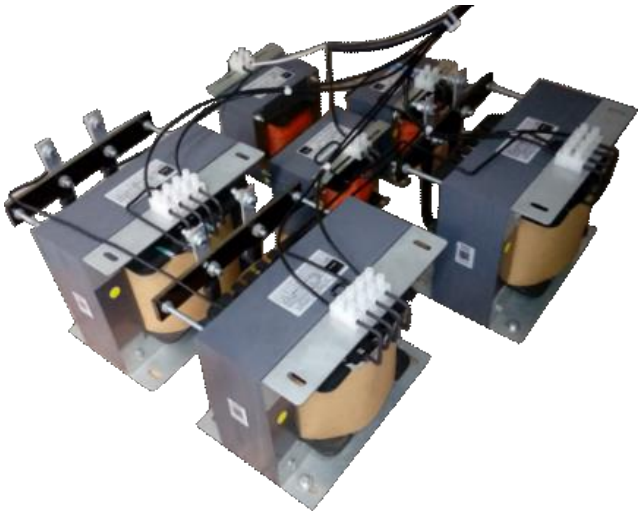
4.4.3 Apresentação do protótipo

A Figura 4.37 mostra a imagem dos transformador interfase linha, que corresponde a associação de três transformadores monofásicos, juntamente com a conexão dos três indutores de entradas para a atenuação das harmônicas múltiplas inerentes ao retificador de doze pulsos.

Já na Figura 4.38 é apresentado as pontes retificadoras conectadas ao dissipador projetado, juntamente com o arranjo capacitivo responsável pela filtragem e garantia dos níveis de ondulação de tensão.

Vale dizer, que o conjunto de capacitores no barramento CC foram dotados de resistores de equalização de tensão para evitar desequilíbrios de tensão entre os capacitores. Por terem valores elevados a potência dissipada por esses resistores são ditos como desprezíveis para o rendimento do conversor.

Figura 4.37 – LIT e indutores de entrada



Fonte: Autor.

Figura 4.38 – Retificador de doze pulsos com filtro capacitivo



Fonte: Autor.

5 CONVERSOR CC-CC

A escolha do conversor ressonante CC-CC é definida pelo tipo de robustez que se deseja do projeto. Características como comutação suave, comportamento do conversor a vazio e ainda os níveis de controle para grandes cargas processadas [48] , [49] e [69], são parâmetros importantes para a escolha de um bom conversor ressonante.

Analisando algumas topologias ressonantes tradicionais, temos que os conversores série ressonantes (SRC) têm uma série impedimentos na regulação da tensão de saída para pequenas cargas, já os conversores paralelos ressonantes (RPC) reduziram eficiência em carga leve devido à energia circulante, para os conversores Série-Paralelo RC estes apresentam perdas de condução em altas tensões de entrada [51].

Nesse contexto, o conversor ressonante LLC com dois indutores, sendo um deles a indutância do circuito de ressonância (L_r) e o outro a indutância de magnetização (L_m) advinda do próprio transformador, apresenta características únicas em relações a essas nuances [52]. Somado a isso, pode controlar a regulação da tensão de saída e as variações de carga com uma variação relativamente pequena da frequência de comutação, preservando uma alta eficiência.

Além de operar com frequências elevadas o que diminuiu o tamanho dos elementos magnéticos [53], o conversor ressonante LCC se utiliza da própria oscilação natural de seus elementos armazenadores de energia para permitir a comutação por tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*) em toda a faixa de operação [51] - [53].

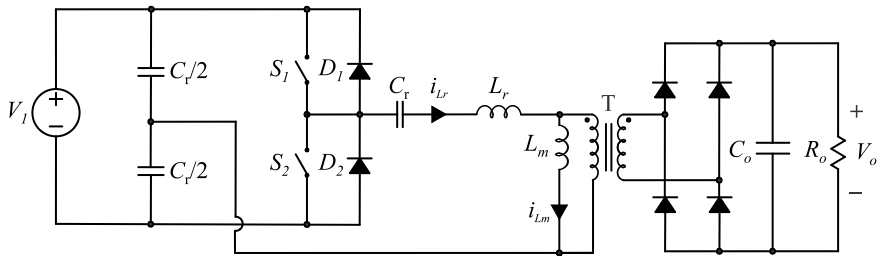
Porém, projetar esse tipo de conversor apresenta muitos desafios, entre eles o fato de que o conversor ressonante LLC realiza conversão de energia com modulação de frequência (FM), exigindo uma abordagem diferente dos projetos de conversores que se utilizam de modulação por largura de pulso (PWM) [54]. Nesse conversor o elemento de controle é a frequência com o ciclo ativo é constante, por isso técnicas comuns de modelagem, como Espaço de Estado não podem ser aplicados pela complexidade que esta demandaria.

O método baseado na Aproximação da Primeira Harmônica (FHA) [54], [55], [56] e [57], apesar de apresentar alguns erros de aproximação, têm facilitado com sucesso o projeto dos conversores ressonantes LLC. Esta teoria baseia-se no fato que a maior parte da energia processada pelo conversor se encontra na primeira harmônica, o que simplifica a análise do comportamento do conversor e suas principais características de operação.

5.1 CONVERSOR RESSONANTE LLC

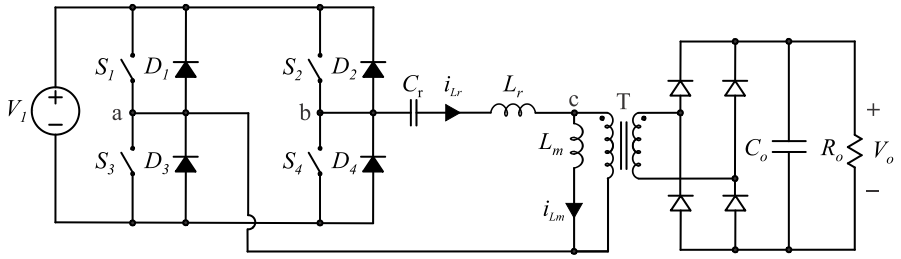
Os conversores ressonantes LLC podem ser do tipo *Half-Bridge* ou *Full-Bridge*, definidos pelos tipos de inversores na etapa de CC-CA que compõe o conversor.

Figura 5.1 - Conversor ressonante Half-Bridge



Fonte: Autor.

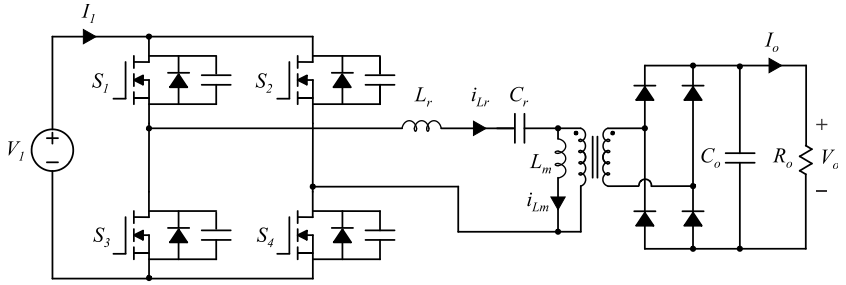
Figura 5.2 - Conversor ressonante LLC Full-Bridge



Fonte: Autor.

O arranjo topológico proposto apresentado na Figura 5.3 representa o estágio de potência do conversor ressonante LLC em ponte completa.

Figura 5.3 - Conversor Ressonante LLC Ponte Completa



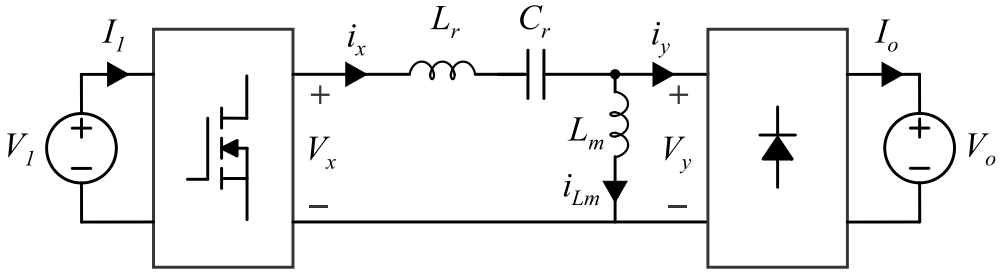
Fonte: Autor.

5.1.1 Circuito equivalente do conversor ressonante LLC por FHA

Como já referenciado, a aproximação da primeira harmônica (FHA) consiste em uma ferramenta poderosa para modelagem do conversor ressonante LLC. Apesar de algumas limitações, essa técnica é capaz de fornecer as curvas de ganho normalizadas e as curvas de ganho máximo, permitindo assim uma primeira especificação dos componentes de potência do conversor que a posterior pode ser refinada por meio de simulações [57].

A seguir será construído a dedução proposta para modelagem por FHA do conversor ressonante LLC. Para tanto será usado o circuito equivalente do conversor com os elementos de saída do secundário refletidos ao primário do transformador, como mostra a Figura 5.4.

Figura 5.4 - Circuito simplificado do conversor ressonante LLC

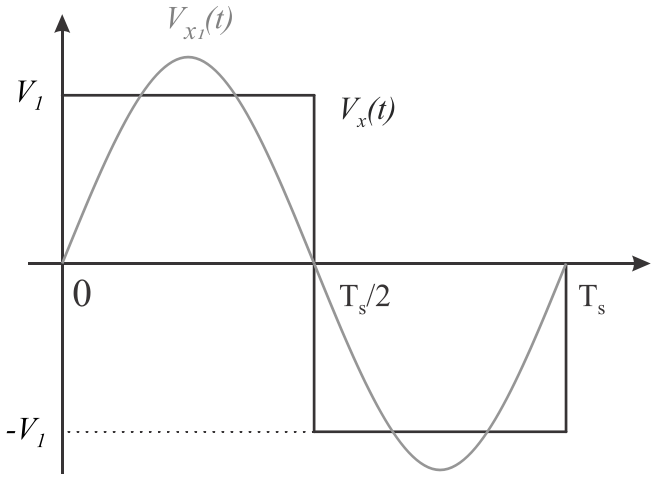


Fonte: Autor.

Como se deseja analisar a estrutura topológica do conversor em regime permanente, fez-se então a substituição do capacitor C_o e da carga R_o por uma equivalente fonte de tensão refletida no primário do transformador denotada por V_o'.

Dada a tensão V_x, a tensão na saída da ponte retificadora full-bridge que compõe o conversor ressonante LLC, em função de um período de comutação T_s, sua respectiva componente fundamental é então apresentada:

Figura 5.5 – Forma de onda de V_x e sua respectiva componente fundamental.



Fonte: Autor.

Aplicando o conceito da Transformada de Fourier, a componente fundamental da tensão V_{x1} será dada por:

$$i_{x_1}(t) = \frac{4i_1}{\pi}\sin(\omega_s t) \tag{5.1}$$

Onde,

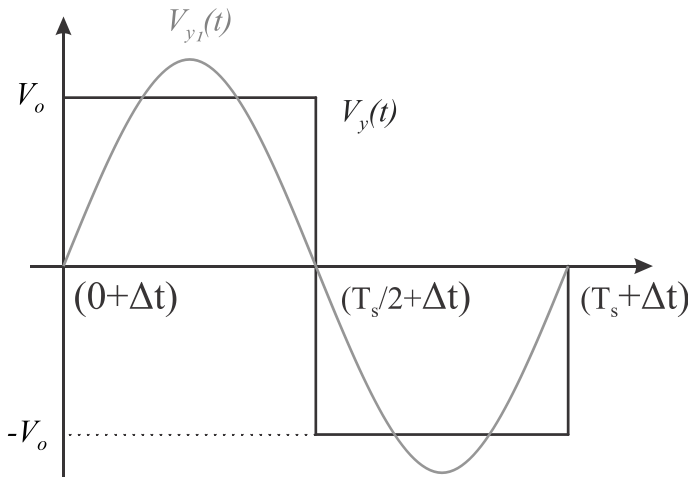
$$\omega_s = 2\pi f_S \tag{5.2}$$

E,

$$T_s = \frac{1}{f_s} \tag{5.3}$$

A tensão V_y também pode ser expressa em função da componente fundamental uma vez que a forma de onda também será retangular, porém com amplitude definida por V_o'.

Figura 5.6 - Forma de onda de V_y e sua respectiva componente fundamental.



Fonte: Autor.

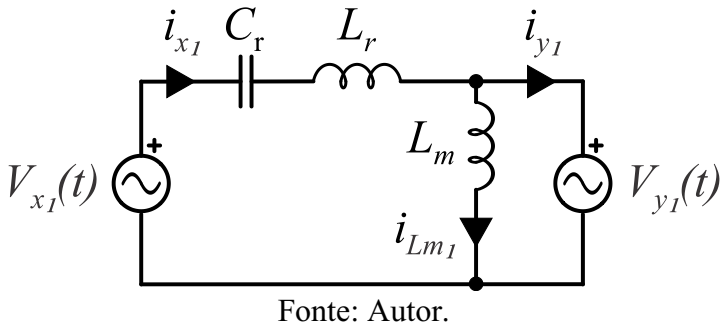
Logo,

$$V_{y_1}(t) = \frac{4V_o}{\pi}\sin(\omega_s t - \phi) \tag{5.4}$$

Com ϕ sendo o ângulo de defasagem entre as tensões V_{x1} e V_{y1}.

O conversor ressonante LLC em função das componentes harmônicas é então mostrado na Figura 5.7.

Figura 5.7 - Conversor ressonante LLC em função das componentes harmônicas.

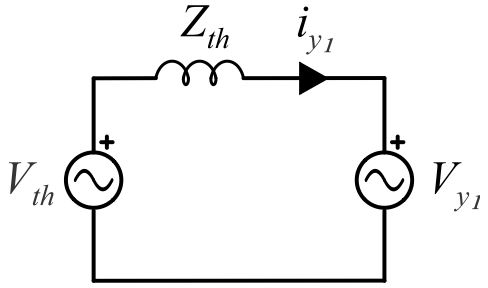


Fonte: Autor.

O uso da ponte retificadora a diodos garante por passividade que a tensão V_{y_1} e a corrente i_{y_1} estarão em fase.

Aplicando-se o Teorema de Thévenin ao circuito da Figura 5.7, teremos:

Figura 5.8 - Circuito equivalente CA.



Fonte: Autor.

Com a tensão V_{th} definida por (5.5).

$$V_{th} = \frac{j\omega_s L_m}{\frac{1}{j\omega_s C_r} + j\omega_s (L_r + L_m)} V_{x_1} \tag{5.5}$$

Manipulando algebricamente (5.5) é possível obter:

$$V_{th} = \frac{\omega_s^2 C_r L_m}{\omega_s^2 C_r (L_r + L_m) - 1} V_{x_1} \tag{5.6}$$

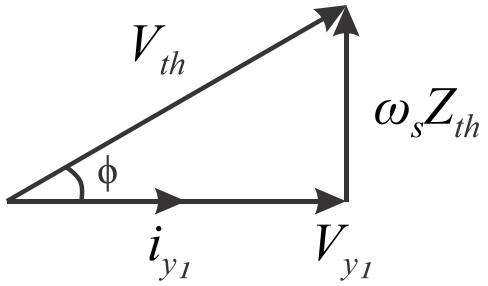
Com impedância equivalente de Thévenin será dada por:

$$Z_{th} = \frac{j\omega_s L_m (\omega_s^2 C_r L_r - 1)}{\omega_s^2 C_r (L_r + L_m) - 1} \tag{5.7}$$

5.1.2 Ganho estático

Uma forma de determinar as curvas características do conversor LLC em regime permanente senoidal é realizar a análise fasorial do circuito equivalente CA correspondente as componentes fundamentais Figura 5.7. O triângulo fasorial para essa análise é então apresentado na Figura 5.9.

Figura 5.9 - Diagrama fasorial do circuito equivalente CA.



Fonte: Autor.

Seja V_{xp} e V_{yp} os valores de pico das componentes fundamentais descritas por (5.1) e (5.4), com o ângulo ϕ o ângulo de defasagem entre as duas tensões. A indutância equivalente pode ser definida a partir de (5.7), expressa em (5.10).

$$V_{xp} = \frac{4V_1}{\pi} \tag{5.8}$$

$$V_{yp} = \frac{4V_o}{\pi} \tag{5.9}$$

$$Z_{th} = \frac{L_m\left(\omega_s{}^2 C_r L_r - 1\right)}{\omega_s{}^2 C_r\left(L_r + L_m\right) - 1} \tag{5.10}$$

De acordo com o diagrama fasorial mostrado na Figura 5.9:

$$V_{th}{}^2 = V_{yp}{}^2 + \left(\omega_s Z_{th} I_{yp}\right)^2 \tag{5.11}$$

Substituindo (5.8) em (5.11), obtêm-se:

$$V_{th}{}^2 = \left(\frac{4V_o}{\pi}\right)^2 + \left(\omega_s Z_{th} I_{yp}\right)^2 \tag{5.12}$$

A corrente média na carga I_o pode ser calculada em função da integral expressa em (5.13):

$$I_o = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} i_o(t)\,dt \tag{5.13}$$

Com,

$$i(t) = I_{yp}\sin(\omega_s t) \tag{5.14}$$

Com isso, a relação da corrente de pico no secundário do transformador e função da corrente média na carga é dada por:

$$I_{yp} = \frac{\pi}{2} I_o \tag{5.15}$$

Considerando a corrente de carga refletida no primário do transformador em função da relação de transformação, temos:

$$I_o' = \frac{\pi}{2}\frac{I_o}{a} \tag{5.16}$$

De forma a simplificar as manipulações algébricas será considerada a relação a com valor unitário, resultando em uma corrente de carga refletida ao primário do transformador como:

$$I_{yp} = \frac{\pi}{2} I_o' \tag{5.17}$$

Com (5.17) sendo substituída em (5.12) temos a expressão (5.18) como função da tensão e corrente de carga refletida no primário do transformador do conversor.

$$V_{th}^{\ 2} = \left(\frac{4V_o}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s Z_{th}\pi I_o'}{2}\right)^2 \tag{5.18}$$

Substituindo (5.6) e (5.10) em (5.18), pode-se escrever:

$$\left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2 = \left[\frac{\omega_s{}^2 C_r L_m}{\omega_s{}^2 C_r (L_r + L_m) - 1}\right]^2 - \frac{\pi^4}{64}\left[\frac{\omega_s L_m\left(\omega_s{}^2 C_r L_r - 1\right) I_o'}{\omega_s{}^2 C_r (L_r + L_m) - 1}\right]^2 \frac{1}{V_1^2} \tag{5.19}$$

Dada as definições:

- Frequências angulares de comutação (5.20):

$$\omega_s = 2\pi f_s \tag{5.20}$$

- Frequência angular do circuito ressonante formado pelo par C_r e L_r (5.21):

$$\omega_{r_1} = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \tag{5.21}$$

- Frequência linear do circuito ressonante formado pelo par C_r e L_r:

$$f_{r_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \tag{5.22}$$

- Frequência angular normalizada (5.23):

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_{r_1}} \tag{5.23}$$

- Frequência linear normalizada

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r_1}} \tag{5.24}$$

- Ganho estático do conversor ressonante LLC (5.25).

$$M = \frac{V_o'}{V_1} \tag{5.25}$$

Pode-se reescrever (5.19) a partir de (5.20), (5.21), (5.23) e (5.25) tendo uma expressão que resulta no ganho estático do conversor ressonante LLC:

$$M^2 = \left[\frac{{\omega_n}^2}{{\omega_n}^2\left(\frac{L_r}{L_m}+1\right)-\frac{L_r}{L_m}}\right]^2 - \frac{\pi^4}{64}\left[\frac{\left({\omega_n}^2-1\right)}{{\omega_n}^2\left(\frac{L_r}{L_m}+1\right)-\frac{L_r}{L_m}}\frac{\omega_s L_m I_o'}{V_1}\right]^2 \tag{5.26}$$

Pela complexidade em construir uma análise do comportamento do ganho estático do conversor em função do grande número de variáveis gerenciadas optou-se por normalizar a corrente de saída vista do primário do transformador e ainda relacionar as razões das indutâncias do circuito ressonante L_r e a indutância de magnetização do transformador L_m.

$$\lambda = \frac{L_r}{L_m} \tag{5.27}$$

$$\overline{I}_o = \frac{\omega_s L_r}{V_1} I_o' \tag{5.28}$$

Substituindo (5.27) e (5.28) em (5.26), e realizando uma série de simplificações é possível obter a versão simplificada do ganho estático dado por (5.29).

$$M = \frac{\sqrt{{\omega_n}^4 - \left[\frac{\pi^2}{8}\left({\omega_n}^2-1\right)\overline{I}_o'\right]^2}}{{\omega_n}^2\left(\lambda+1\right)-\lambda} \tag{5.29}$$

5.1.3 Ganho estático em função de λ

Uma outra forma de representar o ganho estático do conversor ressonante LLC diz respeito ao uso da frequência linear normalizada.

$$\omega_{r1} = 2\pi f_{r_1} \tag{5.30}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \tag{5.31}$$

Substituindo (5.30) e (5.31) em (5.23) obtém-se (5.32), afirmando a igualdade entre as razões da frequência angular normalizada e a frequência linear normalizada.

$$\omega_n = f_n = \frac{f_s}{f_{r_1}} \tag{5.32}$$

Com isso o ganho estático M pode ser reescrito como:

$$M = \frac{\sqrt{f_n^4 - \left[\frac{\pi^2}{8}\left(f_n^2 - 1\right)\overline{I_o'}\right]^2}}{f_n^2\left(\lambda + 1\right) - \lambda} \tag{5.33}$$

Quando $f_r = f_s$, a frequência relativa corresponderá a $f_n = 1$ e $M = 1$, independente do valor de $\overline{I'_o}$. A frequência de ressonância f_r é definido pelos valores de C_r e L_r, de acordo com a (5.34).

$$f_{r_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \tag{5.34}$$

O ganho de tensão do conversor tende ao infinito, teoricamente, quando o denominador da expressão (5.33) tende a zero, resultado em (5.35).

$$f_n^2\left(\lambda + 1\right) - \lambda = 0 \tag{5.35}$$

Assim sendo, a frequência relativa pode ser dada por:

$$f_n = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}} \tag{5.36}$$

Substituindo (5.27) em (5.36) é possível obter a frequência relativa, atribuída ao ganho máximo do conversor em função das indutâncias do circuito ressonante e da indutância de magnetização.

$$f_n = \sqrt{\frac{L_r}{L_r + L_m}} \tag{5.37}$$

Ao substituir (5.22) e (5.24) em (5.37) se determina a frequência de operação do circuito tanque ressonante composto C_r, L_r e L_m (5.38).

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r\left(L_r + L_m\right)}} \tag{5.38}$$

Afim de diferenciar a frequência de comutação f_s e a frequência de operação do circuito tanque ressonante, será esse último definido por f_{r2}, apresentado em (5.39).

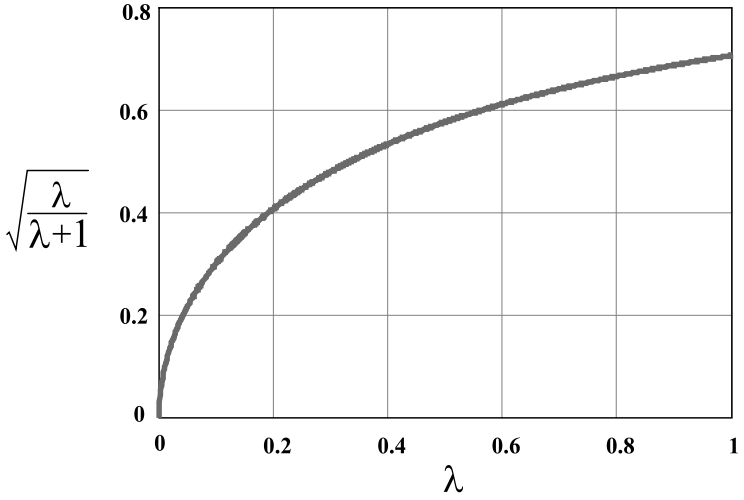
$$f_{r_2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r\left(L_r + L_m\right)}} \tag{5.39}$$

Ao dividir a expressão (5.39) pela (5.22) é possível obter (5.40) que define uma importante razão de proporcionalidade entre as frequências do circuito tanque ressonante (f_{r2}) e a do par C_r e L_r (f_{r1}).

$$\frac{f_{r_2}}{f_{r_1}} = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}} \tag{5.40}$$

Graficamente, a relação entre as frequências de operação do conversor LLC (5.40) e a razão entre indutâncias (5.27) pode ser mostrado na Figura 5.10.

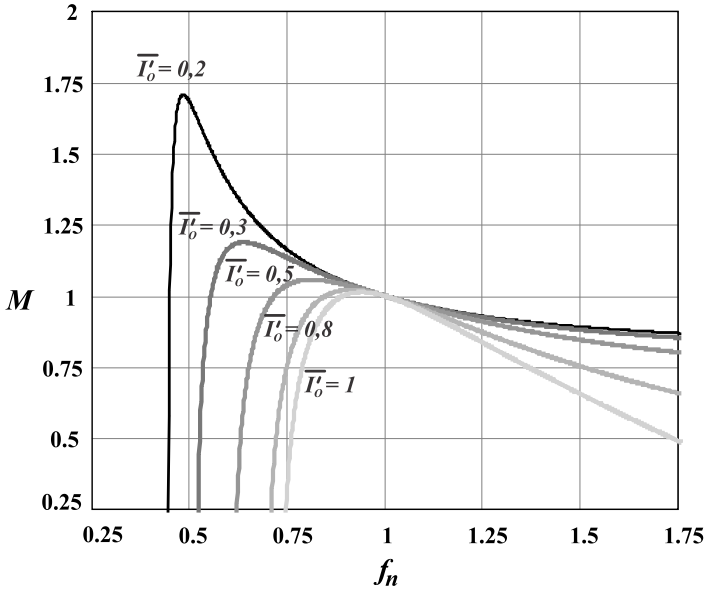
Figura 5.10 – Razão entre f_{r2}/f_{r1} em função de λ.



Fonte: Autor.

Seguindo a análise, a Figura 5.11 representa as curvas do ganho estático M em função da frequência normalizada f_n para diferentes valores de $\overline{I'_o}$, para isso considera-se uma relação entre as indutâncias como sendo $\lambda = 0{,}2$.

Figura 5.11 – Ganho estático M em função da frequência f_n para diferentes valores de $\overline{I'_o}$.



Fonte: Autor.

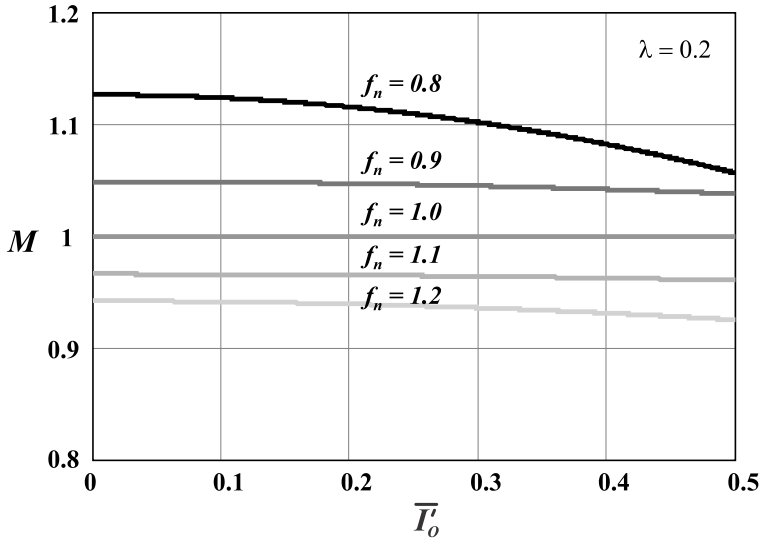
Para a Figura 5.12 o mesmo ganho estático pode ser descrito em função da corrente de carga normalizada $\overline{I_o'}$ para diferentes valores de frequência normalizada.

Nota-se que dentre as curvas da Figura 5.11, o ganho estático para um $\lambda = 0{,}2$ com razão $f_{r2} = 0{,}4 f_{r1}$ apresenta uma excelente resposta para diferentes valores de frequência relativa uma vez que apresenta variações maiores de ganho em função da frequência, podendo então se ter o controle da tensão de saída do conversor ressonante LLC em função da frequência de comutação.

Para o caso específico em que a frequência de comutação seja igual a frequência do circuito ressonante, a tensão de entrada do conversor ressoante será igual a tensão da tensão de saída.

Uma outra característica importante na Figura 5.12 e ainda consolidada pela Figura 5.11, diz respeito a região de operação do conversor ressonante LLC em que para $0 \leq \overline{I'_o} \leq 0{,}5$ e $0{,}8 \leq f_n \leq 1{,}2$ o ganho estático não sofre grande sensibilidade a variações da corrente de carga, o que corresponde a um bom fator de controle para o projeto.

Figura 5.12 - Ganho estático M em função da corrente de carga normalizada ($\overline{I'_o}$) para diferentes valores de f_n.



Fonte: Autor.

5.1.4 Análise do comportamento à vazio

Uma das vantagens do conversor LLC perante outros conversores ressonantes diz respeito à sua estabilidade operações sem carga ou também ditas a vazio. Quando se afirmar

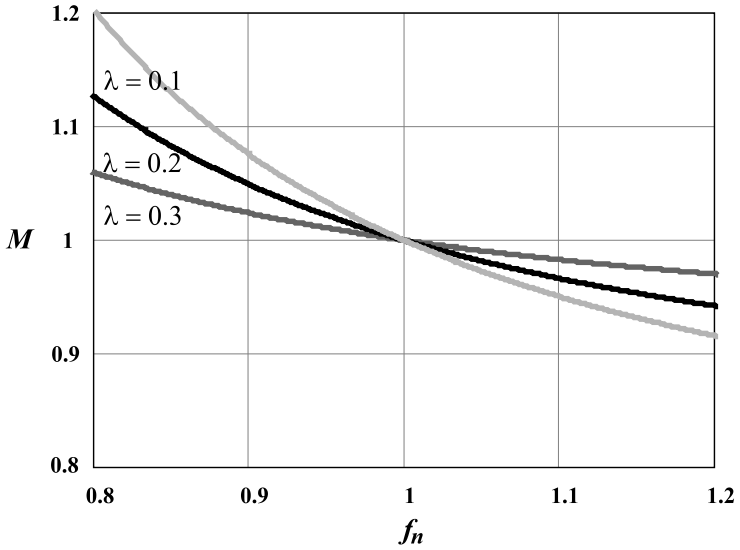
que o conversor deve operar sem carga, leva-se em conta que a potência consumida do conversor é nula, tendo $\overline{I_o'} = 0$.

O ganho estático (5.33) pode ser reescrito para o ponto de operação do conversor à vazio ($\overline{I_o'} = 0$) dado na expressão (5.41).

$$M = \frac{f_n^2}{f_n^2\left(\lambda+1\right)-\lambda} \tag{5.41}$$

A Figura 5.13 apresenta o ganho estático do conversor ressonante LLC operando a vazio em função da frequência normalizada para diferentes valores de λ.

Figura 5.13 - Ganho estático para o conversor LLC à vazio para diferentes valores de λ.



Fonte: Autor.

Analisando o comportamento do ganho estático em função da frequência de comutação normalizada, é verificável que o conversor mantém sua estabilidade no controle da tensão de saída para a excursão de diferentes valores de frequência.

Essa é uma das propriedades mais importantes do conversor LLC, e uma de suas vantagens sobre conversores ressonantes em série e paralelos, que não possuem essas propriedades.

5.1.5 Ganho estático em função de Q

Assim como o ganho estático em (5.33) é definido em função da corrente de carga refletida no primário do transformador do conversor ressonante LLC, o mesmo pode ainda pode ser representado em função do fator de qualidade Q.

Seja (5.42) e (5.43) a tensão e corrente no primário do transformador em função dos valores médio na carga, respectivamente.

$$V_{ca} = \frac{4V_o'}{\pi}\sin(\omega t) \tag{5.42}$$

$$I_{ca} = \frac{\pi I_o'}{2}\sin(\omega t) \tag{5.43}$$

Logo, a resistência de carga refletida no primário pode ser assim deduzida:

$$R_{ca} = \frac{V_{ca}}{I_{ca}} \tag{5.44}$$

$$R_{ca} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_o'}{I_o'}a^2 \tag{5.45}$$

$$R_{ca} = \frac{8}{\pi^2}R_o a^2 \tag{5.46}$$

A partir da corrente de carga refletida no primário do transformador normalizada (5.47).

$$\bar{I}_o' = \frac{\omega_s L_r}{V_1} I_o' \tag{5.47}$$

$$\bar{I}_o' = \frac{\omega_s L_r}{V_1}\frac{V_o'}{R_o'} \tag{5.48}$$

Multiplicando ambos os termos por $8/\pi^2$.

$$\frac{\pi^2}{8}\bar{I}_o' = \frac{\omega_s L_r}{R_o' \frac{8}{\pi^2}} M \tag{5.49}$$

Dado (5.23) e (5.24) é possível obter uma função genérica em (5.50).

$$\frac{\pi^2}{8}\bar{I}_o' = \frac{f_n \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} L_r}{R_o' \frac{8}{\pi^2}} M \tag{5.50}$$

Que por manipulações algébricas e com uso da demonstração que gerou (5.46), resultaram na expressão (5.51).

$$\frac{\pi^2}{8}\bar{I}_o' = f_n \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ca}} M \tag{5.51}$$

O fator de qualidade, definido por Q, têm por função determinar o grau de amortecimento do circuito, este representa a relação entre a energia acumulada ressonante e a dissipada pelo circuito, sendo uma grandeza dita admissional [55]. O fator de qualidade é dado por:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ca}} \tag{5.52}$$

Com essa definição é possível simplificar (5.51) deixando em função de (5.52) e assim representado em (5.53).

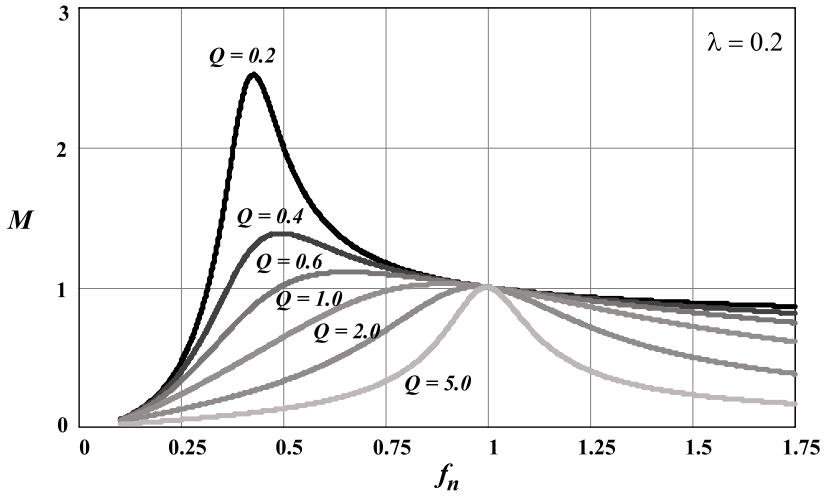
$$\frac{\pi^2}{8}\bar{I}_o' = \omega_n Q M \tag{5.53}$$

Substituindo (5.53) na expressão do ganho estático (5.33) e executando uma série de manipulações, tem-se como segue uma nova forma de representar o ganho estático em função do fator de qualidade.

$$M = \frac{f_n^{\,2}}{\sqrt{\left[f_n^{\,2}\left(\lambda+1\right)-\lambda\right]^2+\left[f_n Q\left(f_n^{\,2}-1\right)\right]^2}} \tag{5.54}$$

Graficamente, o comportamento do ganho estático em função da frequência normalizada f_n para diferentes valos de Q é exposto na Figura 3.14.

Figura 5.14 - Ganho estático M em função da frequência normalizada f_n para diferentes valores de Q.

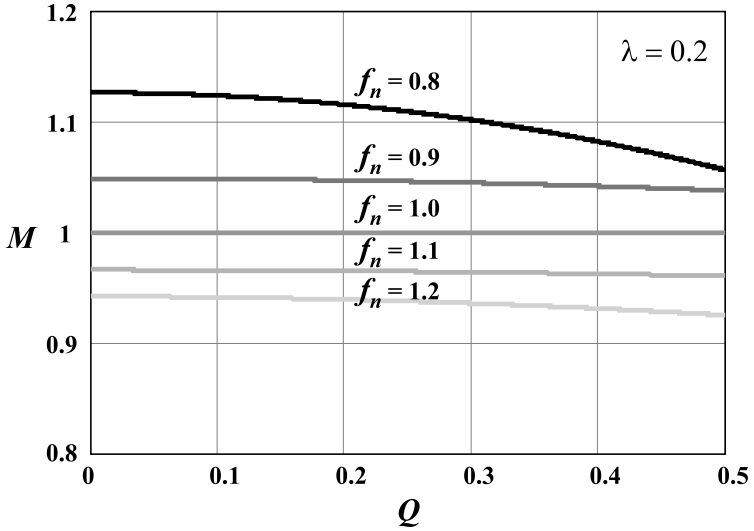


Fonte: Autor.

Realizando uma simples análise, ao considerar o sistema a vazio, representando um fator de qualidade nulo ($Q = 0$) a expressão (5.54) se resume ao mesmo resultado obtido em (5.41), o que confirma a validade das simplificações.

De forma semelhante, será plotado na Figura 5.15 a representação das curvas correspondentes ao ganho estático em função das frequências normalizadas para diferentes valores de fato de qualidade.

Figura 5.15 - Ganho estático M em função do fator de qualidade Q para valores de f_n.



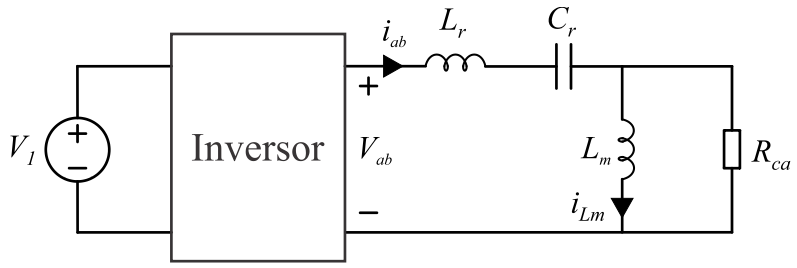
Fonte: Autor.

Ainda com base na Figura 5.15 é possível perceber que mesmo com as variações de carga atribuída a variação do fator de qualidade, o ganho estático permanece praticamente constante, o que apresenta uma importante característica para sistemas de carregamento de baterias de forma manter a tensão de saída diretamente dependente apenas da frequência de comutação.

5.1.6 Comutação ZVS em função da frequência normalizada

A comutação ZVS presente no conversor ressonante LLC é diretamente dependente da frequência normalizada, isso porque para que exista a comutação suave a tensão de saída do inversor v_{ab} que compõe a estrutura do conversor LLC deve está adiantada em relação a sua corrente i_{ab}. Partindo dessa premissa, o circuito tanque ressonante composto por L_r, C_r, L_m deve ter características de um circuito predominantemente indutivo, já que o perfil capacitivo seria um incomodo para a atuação da comutação por ZVS.

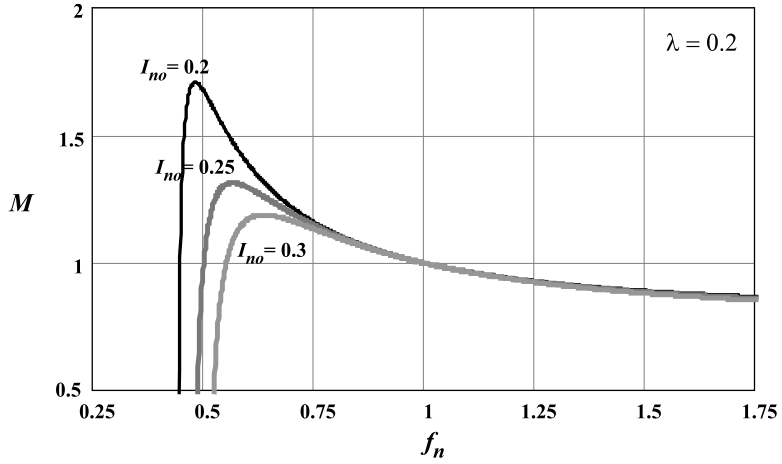
Figura 5.16 - Circuito tanque ressonante do conversor ressonante LLC.



Fonte: Autor.

A caracterização do comportamento das regiões de operação do circuito tanque ressonante do conversor ressonante LLC, indutiva e capacitiva, pode ser representada pela curva do ganho estático em função da frequência normalizada e da corrente de carga normalizada.

Figura 5.17 - Ganho estático em função de f_n para diferentes valores de $\overline{I_o'}$.



Fonte: Autor.

Observando $M(\lambda, \overline{I_o'})$ na Figura 5.17, o valor máximo do ganho estático define o ponto limite de fronteira do comportamento do circuito tanque ressonante do conversor. A esse valor de ganho máximo se associa o valor de frequência normalizada que pode ser determinado pelo teste da primeira derivada (5.55) aplicada a expressão (5.29) como segue:

$$\frac{dM\left(\overline{I}_o', \lambda, f_n\right)}{df_n} = 0 \tag{5.55}$$

$$\frac{dM\left(\overline{I}_o',\lambda,f_n\right)}{df_n}=\frac{-2f_n\left(\alpha\overline{I_o}^2f_n^2-\alpha\overline{I_o}^2+\lambda f_n^2\right)}{\left(\lambda f_n^2-\lambda+f_n^2\right)^2\sqrt{f_n^4-\alpha\overline{I_o}^2\left(f_n^2-1\right)^2}} \tag{5.56}$$

Fazendo a consideração **Erro! Fonte de referência não encontrada.** a fim de simplificar a redução, temos:

$$\alpha=\frac{\pi^4}{64} \tag{5.57}$$

A derivada se anula se a expressão (5.58) for satisfeita.

$$\alpha\overline{I_o}^2f_{n_{S\min}}{}^2-\alpha\overline{I_o}^2+\lambda f_{n_{S\min}}{}^2=0 \tag{5.58}$$

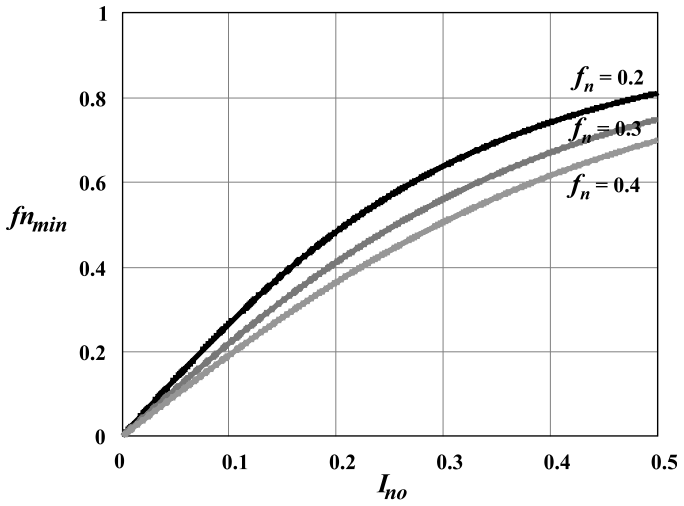
Com isso, a frequência normalizada que define a fronteira de operação pode ser dada por (5.59) em termos de λ, e em termos de λ e $\overline{I_o'}$ por (5.60).

$$f_{n_{S\min}}=\sqrt{\frac{\alpha\overline{I_o}^2}{\overline{I_o}^2\alpha+\lambda}} \tag{5.59}$$

$$f_{n_{S\min}}=\frac{1}{\sqrt{1+\frac{64\lambda}{\pi^4\overline{I_o}'^2}}} \tag{5.60}$$

Plotando algumas curvas de $f_{n_{Smin}}(\lambda,\overline{I_o}')$ é possível ver o contorno da curva que que garante o estado de operação na região indutiva do circuito tanque ressonante.

Figura 5.18 - Frequência mínima normalizada em função da corrente de carga $\overline{I_o}'$ para diferentes valores de λ.



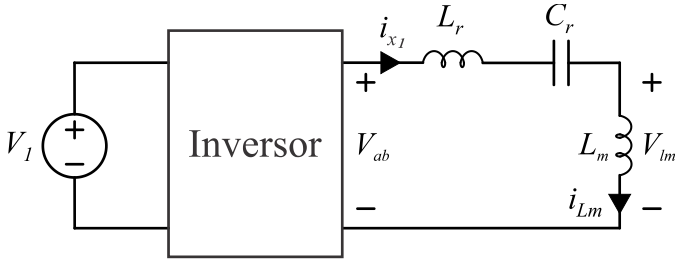
Fonte: Autor.

5.1.7 Princípio de funcionamento análise de comutação

Uma das vantagens apresentadas na implementação do conversor ressonante LLC diz respeito a possibilidade de ele operar com comutação suave ZVS. Para isso os capacitores de comutação devem ser completamente carregados e descarregados dentro do tempo morto (*dead time*) de comutação entre chaves. Sendo assim, a corrente nos interruptores no instante de bloqueio deve ser superior a um dado valor mínimo definido em projeto. O menor valor de corrente no interruptor para esse tipo de conversor consiste no estado de operação com frequência máxima, com operação à vazio.

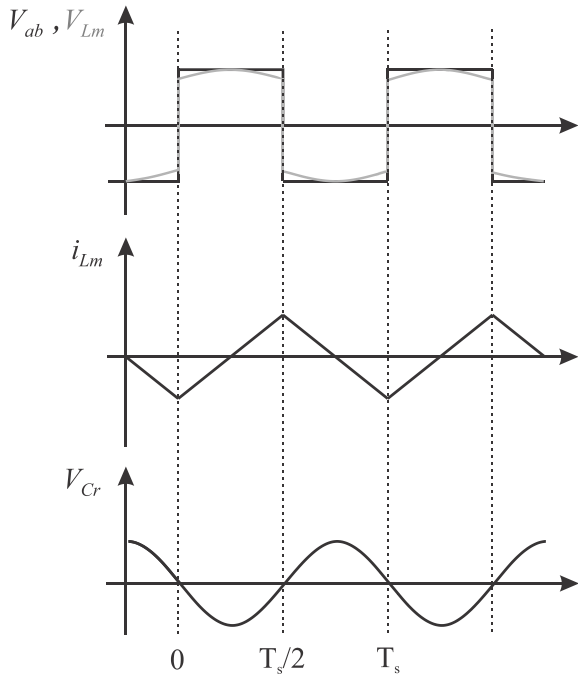
Seja o circuito apresentado na Figura 5.19 do circuito equivalente tanque ressonante do conversor LLC á vazio e suas respectivas formas de onda mostradas na Figura 5.20.

Figura 5.19 - Circuito tanque ressonante operando à vazio.



Fonte: Autor.

Figura 5.20 - Formas de Onda do conversor ressonante LLC operando à vazio.



Fonte: Autor.

5.1.7.1 Corrente no interruptor no instante da comutação

Na topologia estudada, os interruptores têm seu bloqueio comandado e sua entrada em condução sob tensão nula, uma das características típicas de comutação por zero de tensão (ZVS).

Dependendo do tipo de interruptor, a técnica de comutação suave ZVS permite a incorporação da capacitância intrínseca à chave no processo de comutação, ao contrário da comutação ZCS, que não aproveita tal capacitância e causa a perda da energia armazenada na capacitância intrínseca, dissipada na chave na entrada em condução dela.

Para fins da simplificação da análise será considerado apenas um dos braços do conversor LLC, na qual a corrente responsável pelo carregamento e descarregamento dos capacitores de comutação será tratada como I_{mp}.

Seja a aplicação da LKC:

$$i_1 = i_{Lm} + I_{mp} \tag{5.61}$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_1}{Z_2}\sin(\omega_2 t) - I_{mp}\cos(\omega_2 t) \tag{5.62}$$

Onde,

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}} \tag{5.63}$$

E que,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_r(L_r + L_m)}} \tag{5.64}$$

Realizando o processo de parametrização de (5.62)a, temos:

$$\frac{Z_2 i_{Lm}(t)}{V_1} = \sin(\omega_2 t) - \frac{Z_2 I_{mp}}{V_1}\cos(\omega_2 t) \tag{5.65}$$

Fazendo,

$$\overline{I_{Lm}}(t) = \frac{Z_2 i_{Lm}(t)}{V_1} \tag{5.66}$$

$$\overline{i_{mp}} = \frac{Z_2 I_{mp}}{V_1} \tag{5.67}$$

Então teremos:

$$\overline{i_{Lm}}(t) = \sin(\omega_2 t) - \overline{I_{mp}}\cos(\omega_2 t) \tag{5.68}$$

Para a análise no instante da comutação, $t = T_s/2$, as correntes $\overline{I_{mp}}$ e $\overline{I_{Lm}}$ são iguais.

De forma a simplificar a sequência de deduções, seja então considerado a metade de um período de comutação, teremos:

$$\frac{T}{2} = \frac{1}{2f_s} \tag{5.69}$$

$$\omega_2 \frac{T}{2} = 2\pi f_{r_2} \frac{1}{2f_s} \tag{5.70}$$

$$\omega_2 \frac{T}{2} = \frac{\pi f_{r2}}{f_s} \tag{5.71}$$

Substituindo (5.71) em e executando algumas manipulações matemáticas é possível obter a expressão de $\overline{I_{mp}}$ em função de f_{r2} e f_s dada por (5.72).

$$\overline{I_{mp}} = \frac{\sin\left(\frac{\pi f_{r_2}}{f_s}\right)}{1+\cos\left(\frac{\pi f_{r_2}}{f_s}\right)} \tag{5.72}$$

Com a expressão apresentada na seção , e reescrita em (5.73), se obtêm (5.72) em função da razão entre as indutâncias (λ) e da frequência de comutação normalizada (f_n), resultando em (5.76).

$$f_{r_2} = f_{r_1}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}} \tag{5.73}$$

$$\frac{f_{r_2}}{f_{r_1}} = \frac{f_{r_1}}{f_s}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}} \tag{5.74}$$

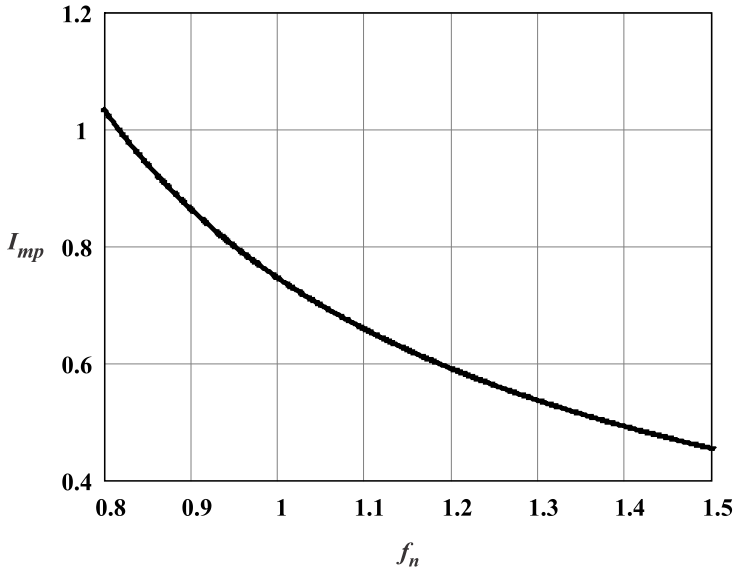
$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}} \tag{5.75}$$

$$\overline{I_{mp}} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{f_n}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}}\right)}{1+\cos\left(\frac{\pi}{f_n}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}}\right)} \tag{5.76}$$

Por simplificações trigonométricas (5.76) pode dada por (5.77).

$$\overline{I_{mp}} = \tan\left(\frac{\pi}{2f_n}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}}\right) \tag{5.77}$$

Figura 5.21 – Corrente no interruptor durante a comutação $\overline{I_{mp}}$ em função de f_n para $\lambda = 0{,}2$.



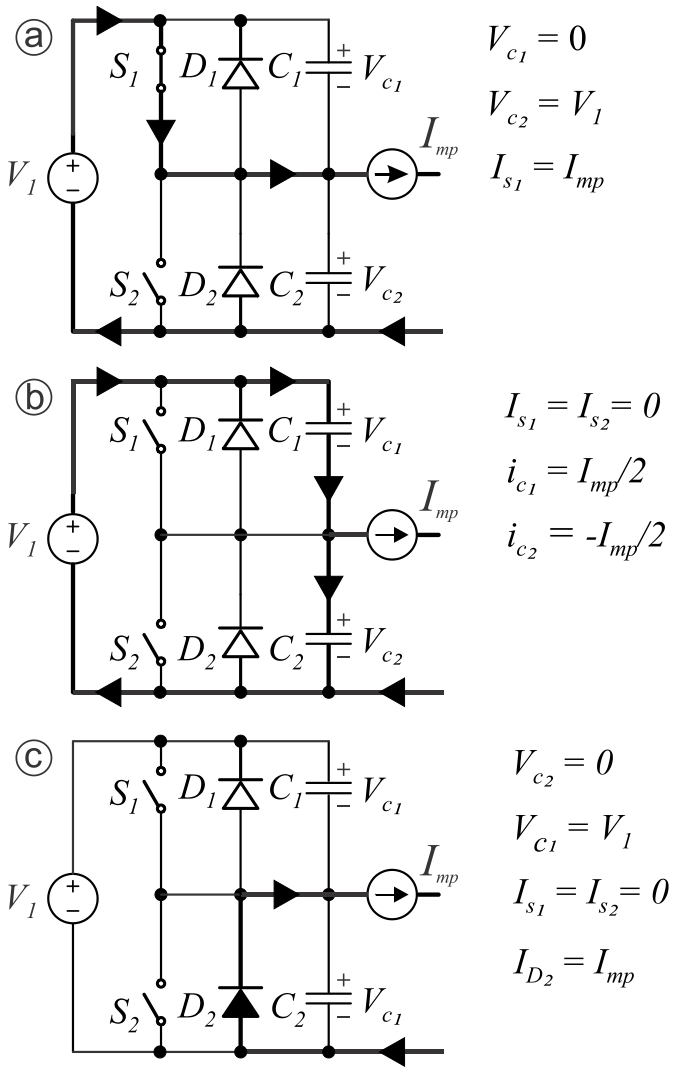
Fonte: Autor.

Ao realizar uma análise sobre o gráfico da Figura 5.21, conclui-se que a medida que a frequência de comutação se eleva, a corrente no instante da comutação diminui, o que corresponde a uma das grandes vantagens para esse tipo de conversor.

5.1.7.2 Análise das etapas de comutação

A seguir será proposta a descrição das etapas de operação de um dos braços do conversor ressonante LLC (Figura 5.22) e a comparação do tempo de comutação entre chaves e o tempo morto necessários para que haja a comutação suave por ZVS.

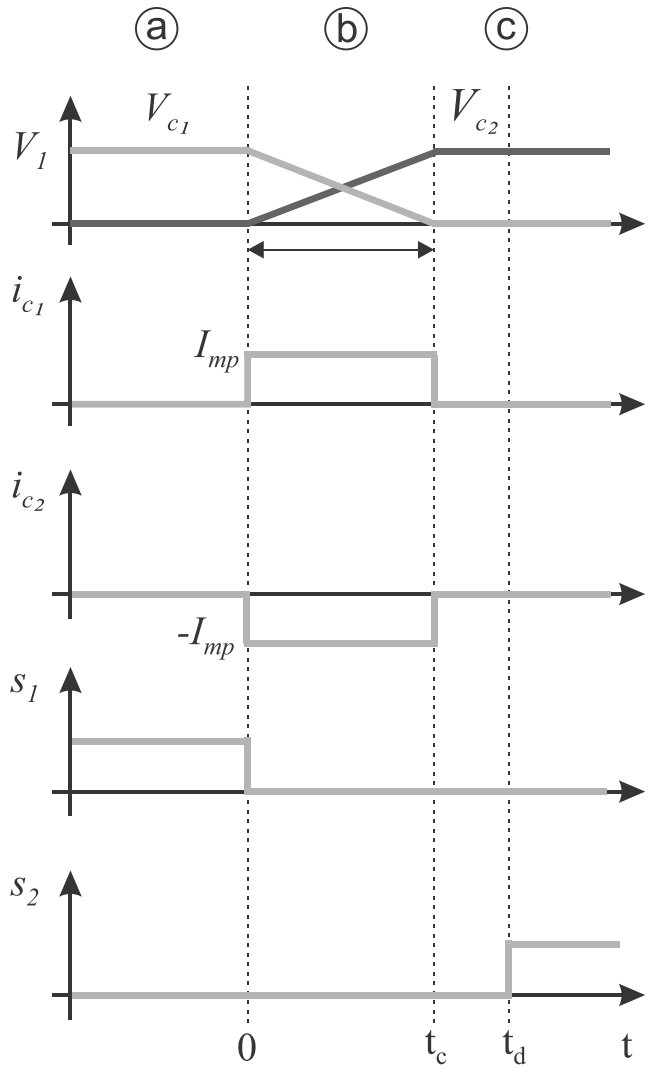
Figura 5.22 - Etapas de comutação de um dos braços do inversor Full-Bridge



Fonte: Autor.

Para aprimorar a descrição do processo de comutação na Figura 5.22 será apresentado as principais curvas referentes a operação de um dos braços do conversor.

Figura 5.23 - Formas de onda no instante de comutação em um dos braços do inversor Full-Bridge



Fonte: Autor.

Analisando o estágio topológico a, que descreve o circuito antes da comutação com S_1 conduzindo a corrente I_{mp} e S_2 no estado de bloqueio, logo temos que: $I_{S_2} = 0$, $V_{C_1} = 0$ e $V_{C_2} = V_1$.

Para o estágio topológico II, onde o interruptor S_1 entra em estado de bloqueio ($t = 0$), a corrente I_{mp} carrega o capacitor C_1 cuja a tensão varia linearmente de zero ao valor de $V_{C1} = V_1$, enquanto que a mesma tende a descarregar o capacitor C_2, que varia também linearmente de $V_{C_2} = V_1$ até o $V_{C_1} = 0$.

Os instantes em que $t = t_c$ e $t = t_d$ demarca o início e o fim do estágio topológico III. Para $t = t_c$ a corrente I_{mp} passa a circular pelo diodo D_2. No instante $t = t_d$, o interruptor S_2 atuará no estado de corrente e tensão nulas.

A partir dessa descrição e das formas de onda mostradas em Figura 5.23 para os instantes entre $0 - t_c$ é possível deduzir:

$$V_{C_1}(t) + V_{C_2}(t) = V_1 \tag{5.78}$$

$$\frac{dV_{C_1}(t)}{dt} + \frac{dV_{C_2}(t)}{dt} = 0 \tag{5.79}$$

$$C\frac{dV_{C_1}(t)}{dt} + C\frac{dV_{C_2}(t)}{dt} = 0 \tag{5.80}$$

Uma vez que se leva em consideração a igualdade de constituição dos interruptores logo se pode afirmar que $C = C_1 = C_2$:

$$i_{C_1} = C\frac{dV_{C_1}(t)}{dt} \tag{5.81}$$

$$i_{C_2} = C\frac{dV_{C_2}(t)}{dt} \tag{5.82}$$

Substituindo (5.81) e (5.82) em (5.80), teremos:

$$i_{C_2}(t) = -i_{C_1}(t) \tag{5.83}$$

Como a soma das correntes nos capacitores de C_1 e C_2 corresponde a corrente a I_{mp} (5.84) e pela dedução de (5.83), pode-se afirmar que:

$$i_{C_1}(t) + i_{C_2}(t) = I_{mp} \tag{5.84}$$

$$i_{C_1}(t) = -\frac{I_{mp}}{2} \tag{5.85}$$

$$i_{C_2}(t) = \frac{I_{mp}}{2} \tag{5.86}$$

A função da corrente no capacitor C_2 pode ser escrita como segue:

$$i_{C_2}(t) = C\frac{V_1}{t_c} \tag{5.87}$$

Substituindo (5.86) na expressão (5.87) e executando algumas manipulações matemáticas obtêm-se o tempo mínimo de t_c:

$$t_c = 2C\frac{V_1}{I_{mp}} \tag{5.88}$$

Para que a comutação suave por ZVS dos interruptores ocorra, é necessário que o tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores, t_d, seja superior a t_c.

$$t_d \geq t_c \tag{5.89}$$

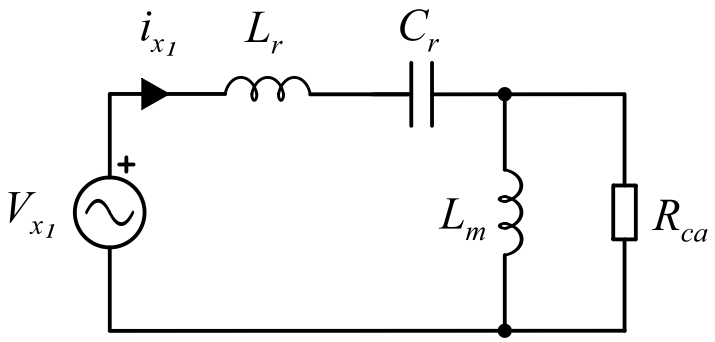
Dado $\overline{I_{mp}}$ definido a partir de (5.77) e com a expressão dada por (5.67), apresenta-se uma função de $I_{mp}(\lambda, f_n)$, para um Z_2 definido por (5.63) e V_1 especificado como condição inicial.

$$I_{mp} = \frac{V_1}{Z_2}\tan\left(\frac{\pi}{2f_n}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}}\right) \tag{5.90}$$

5.1.8 Impedância de entrada

A seguir será apresentado na Figura 5.24 o circuito equivalente do conversor ressonante LLC utilizando a técnica de aproximação pela primeira harmônica.

Figura 5.24 – Circuito equivalente conversor ressonante LLC para FHA



Fonte: Autor.

A impedância de entrada vista pelos terminais da fonte V_{x1} é então deduzida e expressa em (5.91).

$$Z_1 = \frac{j\omega_s L_m R_{ca}}{R_{ca} + j\omega_s L_m} + j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} \tag{5.91}$$

Aplicando os conceitos já referenciados:

$$\lambda = \frac{L_r}{L_m} \tag{5.92}$$

$$f_{r_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \tag{5.93}$$

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R} \tag{5.94}$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r_1}} \tag{5.95}$$

Com os conceitos de (5.92), (5.93), (5.94) e (5.95), substituindo-os em (5.91) constrói-se uma expressão para impedância de entrada, como segue:

$$Z_1(\lambda, f_n, Q) = R_1(\lambda, f_n, Q) + jX_1(\lambda, f_n, Q) \tag{5.96}$$

Onde,

$$R_1(\lambda, f_n, Q) = \frac{Q f_n^{\,2}}{Q^2 f_n^{\,2} + \lambda^2} \tag{5.97}$$

$$X_1(\lambda, f_n, Q) = \frac{f_n^{\,2} - 1}{f_n} + \frac{\lambda f_n}{Q^2 f_n^{\,2} + \lambda} \tag{5.98}$$

Com os parâmetros da impedância Z_1 e seus componentes R_1 e X_1 normalizados em função da impedância característica Z_{r1}.

$$\overline{Z_1}(\lambda, f_n, Q) = \frac{Z_1(\lambda, f_n, Q)}{Z_{r1}} \tag{5.99}$$

$$\overline{R_1}(\lambda, f_n, Q) = \frac{R_1(\lambda, f_n, Q)}{R_{r_1}} \tag{5.100}$$

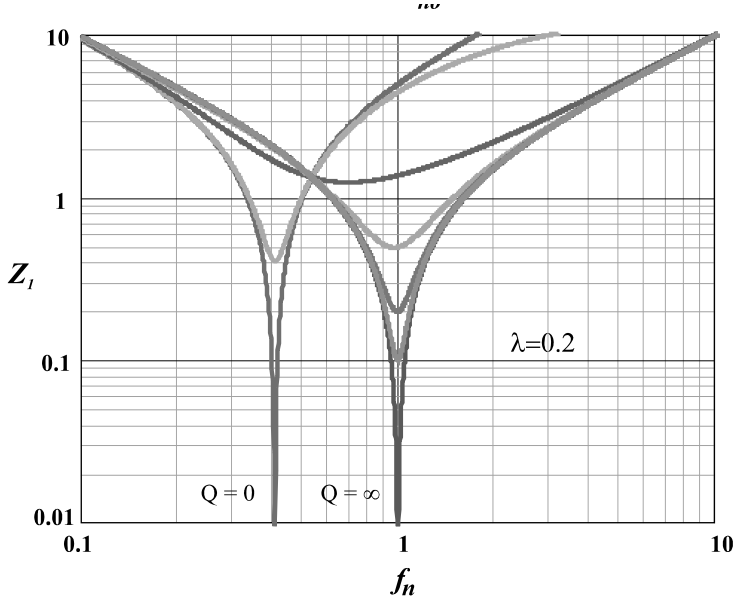
$$\overline{X_1}(\lambda, f_n, Q) = \frac{X_1(\lambda, f_n, Q)}{X_{r_1}} \tag{5.101}$$

Onde Z_{r1} corresponde a impedância característica do circuito ressonante compreendido pelo par $L_r \; e \; C_r$, dado por:

$$Z_{r_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{5.102}$$

De forma a ilustrar a impedância de entrada será apresentado na Figura 5.25 uma série de curvas de $\overline{Z_1}$ em função de f_n considerando um $\lambda = 0{,}2$.

Figura 5.25 - Impedância de entrada parametrizada Z_1 para $\lambda = 0{,}2$ e valores de f_n.



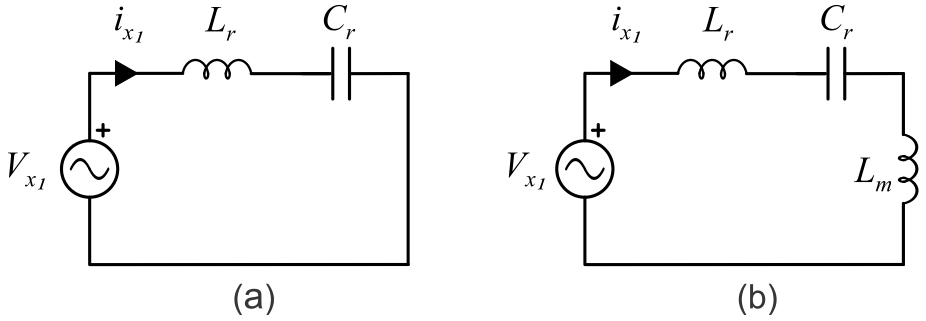
Fonte: Autor.

As curvas apresentadas na Figura 5.25 constam para dois fatores de qualidade. Para um $Q = \infty$ o conversor opera em circuito-circuito, $(R = 0)$, com ressonância com $f_n = 1$.

Já para $Q = 0$ se diz que o mesmo opera em circuito aberto $(R = \infty)$, com uma frequência normalizada dada por (5.103).

$$f_{n2} = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}} \tag{5.103}$$

Figura 5.26 - Circuito equivalente conversor LLC em curto-circuito (a) e circuito aberto (b)



Fonte: Autor.

Observando as curvas da Figura 5.25 em que todas as curvas de impedância se interceptam na frequência normalizada dada por (5.104).

$$f_{n_3} = \sqrt{\frac{2\lambda}{1+2\lambda}} \tag{5.104}$$

5.1.8.1 Corrente e tensão no capacitor de ressonância C_r

A partir do circuito da Figura 5.24 se determina que o valor da corrente de pico no capacitor C_r pode ser dada pela expressão (5.105).

$$I_{c_p} = I_{xp} = \frac{V_{xp}}{|Z_1|} \tag{5.105}$$

Onde, pelo critério da FHA, temos:

$$V_{xp} = \frac{4V_1}{\pi} \tag{5.106}$$

Dado que:

$$|Z_1| = Z_{r_1}\left|\overline{Z_1}\right| \tag{5.107}$$

É possível deduzir uma expressão parametrizada de I_{xp} pela substituição (5.107) e (5.107), assim como segue:

$$I_{xp} = \frac{4V_1}{\pi}\frac{1}{Z_{r_1}\left|\overline{Z_1}\right|} \tag{5.108}$$

$$\frac{Z_{r_1} I_{xp}}{V_1} = \frac{4}{\pi\left|\overline{Z_1}\right|} \tag{5.109}$$

Considerando (5.110) o termo parametrizado de I_{xp}.

$$\overline{I_{xp}} = \frac{Z_{r_1} I_{xp}}{V_1} \tag{5.110}$$

Temos,

$$\overline{I_{xp}} = \frac{4}{\pi\left|\overline{Z_1}\right|} \tag{5.111}$$

Em termos de λ, f_n e Q, (5.111)pode ser reescrita:

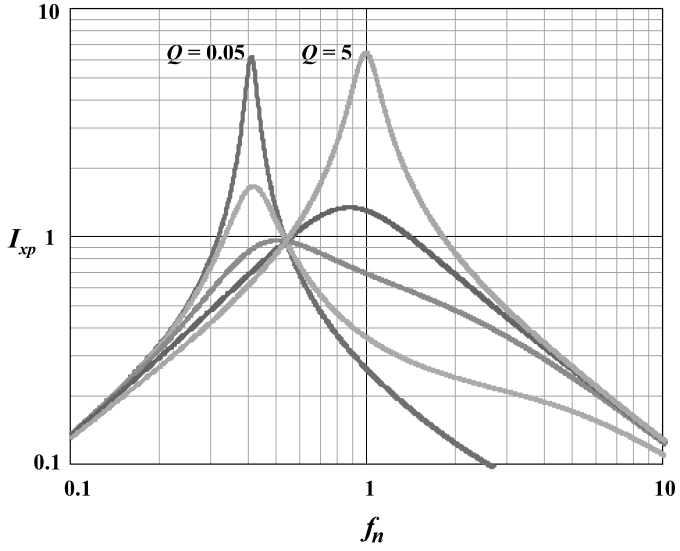
$$\overline{I_{xp}}\left(\lambda, f_n, Q\right) = \frac{4}{\pi\left|\overline{Z_1}\left(\lambda, f_n, Q\right)\right|} \tag{5.112}$$

Onde,

$$\left|\overline{Z_1}\left(\lambda, f_n, Q\right)\right| = \sqrt{\left(\frac{Q f_n^{\,2}}{Q^2 f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2 + \left(\frac{f_n^{\,2} - 1}{f_n} + \frac{\lambda f_n}{Q^2 f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2} \tag{5.113}$$

A Figura 5.27 apresenta as curvas da corrente no capacitor C_r em função da frequência normalizada f_n para diferentes valores de fator de qualidade Q, com um $\lambda = 2$.

Figura 5.27 – Corrente de pico do capacitor C_r em função de f_n para diferentes valores de Q



Fonte: Autor.

Definido a característica do valor de pico da corrente no capacitor C_r, a tensão pode ser expressa em função da corrente como segue:

$$V_{c_p} = \frac{I_{c_p}}{\omega_s C_r} \tag{5.114}$$

Aplicando técnicas de linearização, seja a definição:

$$\overline{V_{c_p}} = \frac{V_{c_p}}{V_1} \tag{5.115}$$

Obtêm-se:

$$\overline{V_{c_p}} = \frac{I_{c_p}}{V_1 \omega_s C_r} \tag{5.116}$$

Substituindo (5.111) na expressão (5.116) de forma a obter a tensão no capacitor em função da corrente no capacitor normalizada.

$$\overline{V_{c_p}} = \frac{\overline{I_{c_p}}}{Z_{r_1} \omega_s C_r} \tag{5.117}$$

Uma vez dado que:

$$Z_{r_1} \omega_s C_r = \frac{\omega_s}{\omega_{r_1}} \tag{5.118}$$

Ou ainda:

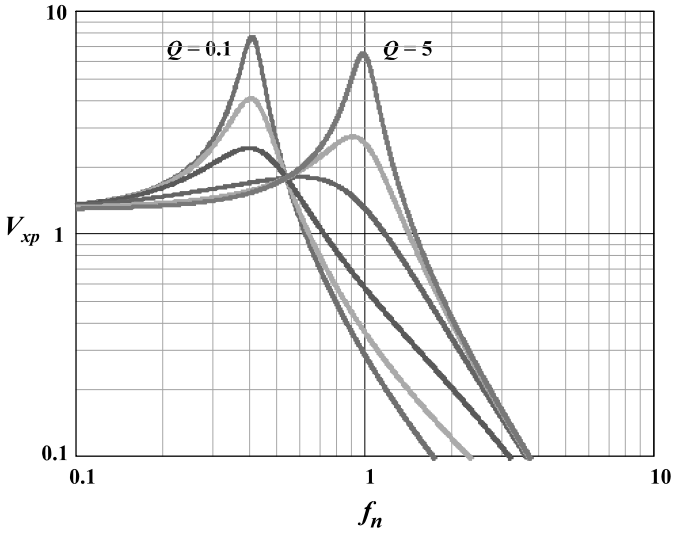
$$Z_{r_1} \omega_s C_r = f_n \tag{5.119}$$

Se reescreve $\overline{V_{C_p}}(\lambda, f_n, Q)$ em função de $\overline{I_{xp}}(\lambda, f_n, Q)$ e f_n.

$$\overline{V_{c_p}}\left(\lambda, f_n, Q\right) = \frac{\overline{I_{xp}}\left(\lambda, f_n, Q\right)}{f_n} \tag{5.120}$$

Para ilustrar o comportamento de $\overline{V_{crp}}(\lambda, f_n, Q)$ é apresentado na o valor normalizado da tensão do capacitor C_r em função da frequência de ressonância normalizada f_n, para diferentes valores do fator de qualidade e com $\lambda = 0{,}2$.

Figura 5.28 – Tensão de pico parametrizado do capacitor C_r em função de f_n para diferentes valores de Q



Fonte: Autor.

5.1.9 Etapas de operação do conversor ressonante LLC

O princípio de operação do conversor ressonante LLC é diretamente dependente da frequência de chaveamento e em relação a frequência de ressonância. Antes de iniciar o detalhamento das etapas de operação do conversor, serão expostos alguns tópicos relevantes para as regiões de operação do conversor.

5.1.9.1 Descrição das faixas de operação

a) $f_s = f_{r_1}$:

Para o caso em que a frequência de chaveamento opere nas proximidades da frequência de ressonância, o circuito série ressonante $L_r - C_r$ comporta-se como uma impedância mínima, tendo o conversor a característica de ganho unitário, dependente apenas da relação do transformador para relacionar a tensão de entrada e saída.

Apesar de se apresentar como o melhor ponto de operação sob o ponto de vista da geração de harmônicas, o controle no processo de chaveamento para a fixação desse ponto de operação constitui um de seus gargalos.

Além disso, um curto-circuito em sua saída representaria um elevado risco a entrada do conversor, uma vez que sua impedância é limitada pelas indutâncias parasitas do conversor, uma vez que o par ressonante $L_r - C_r$ terá impedância mínima.

b) $f_s > f_{r_1}$:

Para o caso em que o conversor comute acima da frequência de ressonância, o conversor terá ganho de tensão menor que um, operando assim como características abaixadoras de tensão.

Dentre as diferentes formas de comutação do conversor essa representa os maiores pontos de fragilidade, uma vez que a comutação nos diodos da ponte retificadora de saída deixa de assumir a comutação natural da corrente e começa apresentar elevadas perdas de comutação dissipativa.

Somado a isso, como ocorre a mudança de polaridade da tensão V_{ab} antes que a corrente I_o se anular naturalmente, há o bloqueio forçado dos diodos retificadores, e consequentemente aumentam as perdas de comutação.

c) $f_s < f_{r_1}$:

Com a frequência de operação abaixo da ressonância o conversor apresenta ganho de tensão maior que um, o que o torna com características elevadoras de tensão.

Dentre as três faixas que limitam a operação do conversor, essa apresenta as melhores vantagens. É estritamente nessa faixa que o conversor opera em comutação suave ZVS nos interruptores, dado até o limite de fronteira em que o ganho estático é máximo. Outra de suas principais vantagens diz sobre bloqueio natural na condução dos diodos retificadores, o que elimina suas perdas de comutação.

5.1.9.2 Etapas de operação para $f_s < f_{r_1}$

Como relatado, a melhor faixa de operação do conversor ressonante LLC está no que se refere a comutação abaixo da frequência de ressonância, assim como sugere a maioria das

suas aplicações para esse tipo de conversor. Sendo assim, será proposto as etapas de operação dentro dessa faixa de frequência.

Na Figura 5.29 está representada as formas necessárias para a ilustração das etapas de operação do conversor ressonante LLC. No intervalo compreendido entre $[0, T_s/2]$, ocorrem os quatro estados topológicos básicos que explica o funcionamento conversor, sejam eles:

a) Intervalor entre $[0, t_1]$:

Considera-se inicialmente para análise as tensões V_{ab} e V_{cb} positivas, com $V_o > V_1$ e i_{L_r} e i_{L_m} assumindo valores negativos. A corrente no circuito série ressonante i_{L_r} cresce senoidalmente e a magnetizante i_{L_m} cresce linearmente por valores negativos. Este estágio topológico se encerra quando i_{L_r}=0.

b) Intervalo entre $[t_1, t_2]$:

Nesse estágio i_{L_r} continua a crescer senoidalmente por valores positivos, enquanto i_{L_r} continua a crescer por valores negativos. O estágio se encerra quando $i_{L_m} = 0$.

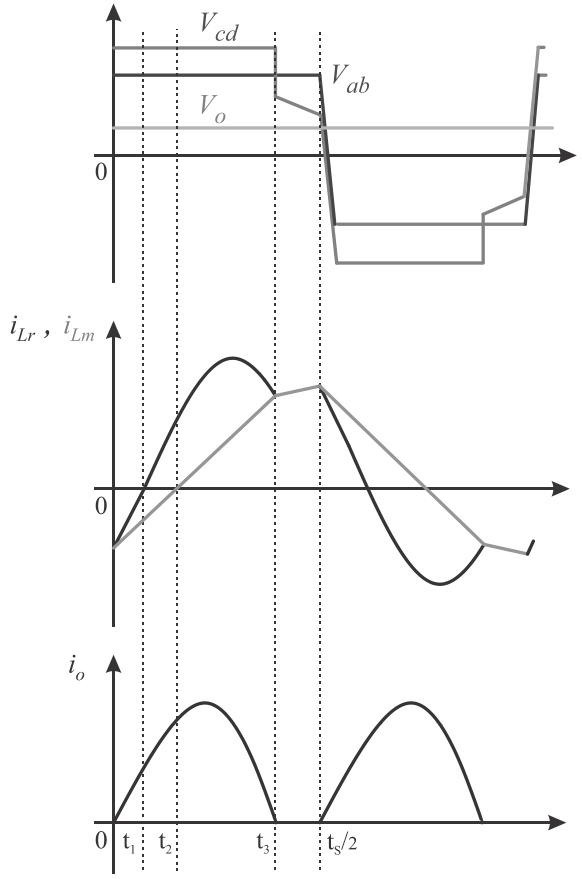
c) Intervalo entre $[t_2, t_3]$

As correntes i_{L_r} e i_{L_m} crescem positivamente até o ponto em que $i_{L_r} = i_{L_m}$ e $i_o = 0$.

d) $[t_3, T_s/2]$

As correntes i_{L_r} e i_{L_m} permanecem com a mesma magnitude, o que garante um $i_o = 0$, até o intervalo $T_s/2$ quando a tensão V_{ab} torna-se a ser negativa.

Figura 5.29 - Formas de onda básica para operação com $f_s < f_{r_1}$.



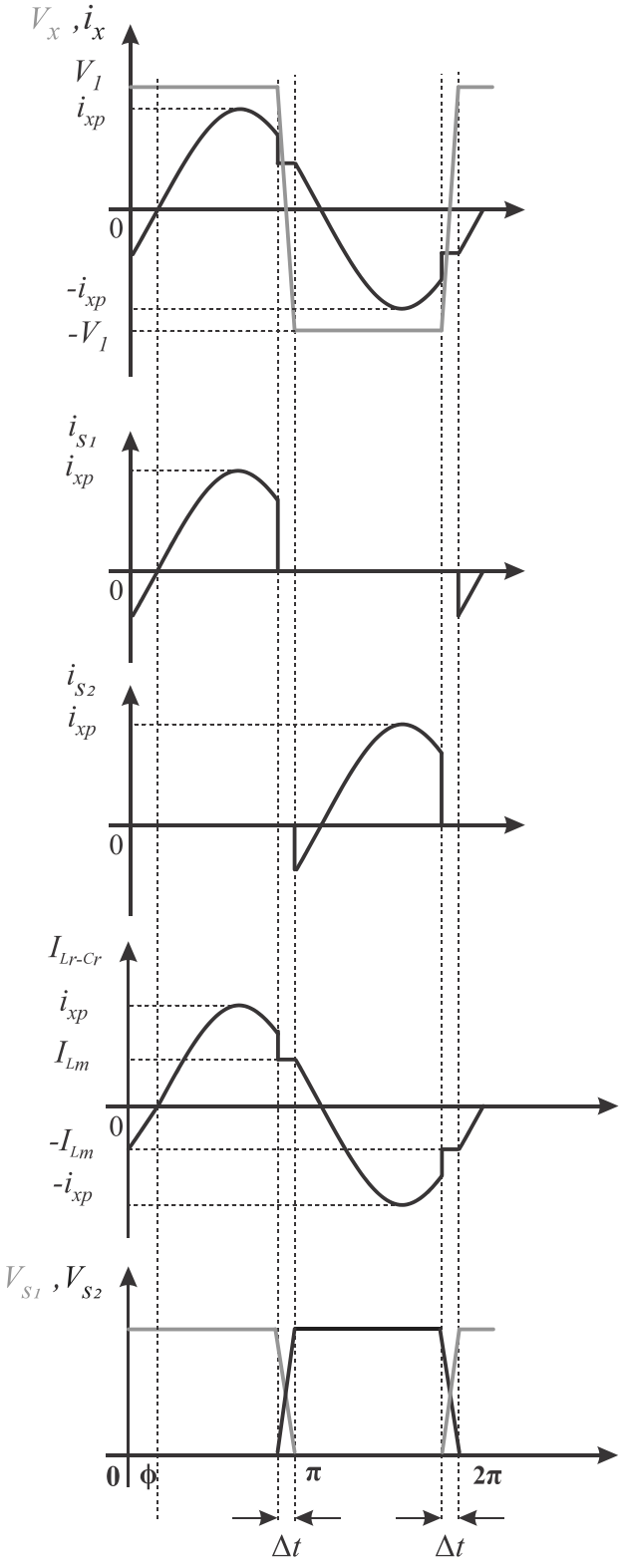
Fonte: Autor.

5.1.10 Esforços nos interruptores

Os principais esforços nos elementos de comutação ativa de um conversor de potência consistem em determinar seus valores máximos de correntes média e eficaz, além dos valores de pico da tensão de bloqueio e da corrente em condução.

O conversor ressonante LLC operando dentro da faixa de frequência com comutação suave ZVS, deve apresentar uma característica indutiva, o que gera uma resposta em atraso da corrente do circuito ressonante i_{x_1} em relação a componente fundamental da tensão na saída ponte inversora V_{x_1}. É com base nessas características que surgem nos interruptores correntes senoidais com parcelas positivas e negativas, o que interfere na definição dos seus valores médios e eficazes.

Figura 5.30 - Curvas das correntes nos interruptores da ponte inversora e a corrente no circuito série ressonante



Fonte: Autor.

Como se observa na Figura 5.30, a corrente no circuito série ressonante em muito se assemelha a uma forma de onda senoidal ao operar com frequência de comutação próximo da frequência de ressonância, o que torna os cálculos dos esforços de corrente pela FHA relevantes.

Abstraindo das formas de onda presentes na Figura 5.30 e definindo os valores de pico de condução de correntes nas chaves os mesmos valores de pico da corrente no circuito série ressonante (5.105), conclui-se que os valores médio e eficaz nos interruptores podem então ser apresentados:

$$i_{s_{méd}} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\phi}^{\pi-\Delta t} i_{xp}\,\sin(\theta)\,d\theta - \int_{2\pi}^{2\pi+\phi} i_{xp}\,\sin(\theta)\,d\theta\right] \tag{5.121}$$

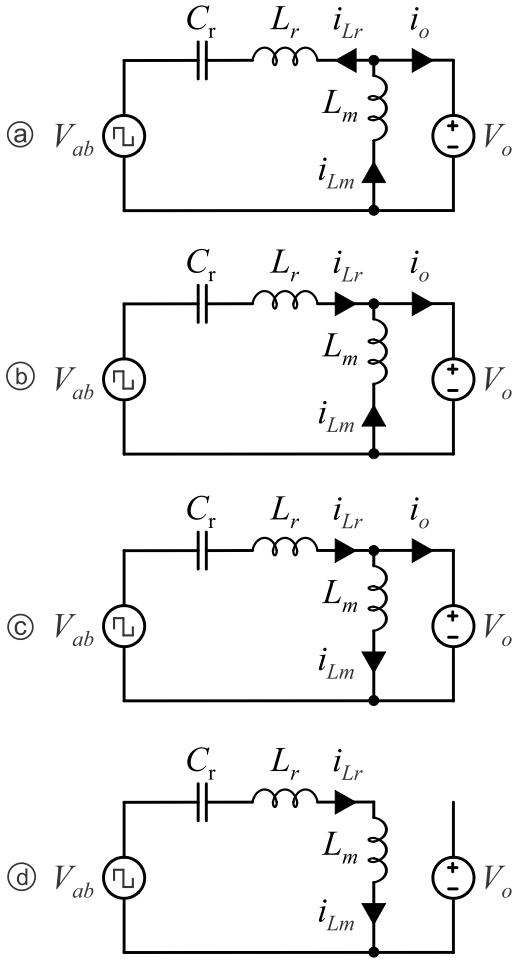
e

$$i_{s_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_{\phi}^{\pi-\phi}\left[i_{xp}\,\sin(\theta)\right]^2 d\theta + \int_{2\pi}^{2\pi+\phi}\left[i_{xp}\,\sin(\theta)\right]^2 d\theta\right]} \tag{5.122}$$

Como analisado nas etapas de comutação dos interruptores, a tensão máxima em seus terminais consiste na própria tensão de entrada da ponte inversora. Vale dizer que por operar com comutação suave ZVS, a escolha de dispositivos de comutação com tensões de bloqueio será observada, uma vez que não se terá elevados valores de sobre tensão na etapa de comutação das chaves.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_1 \tag{5.123}$$

Figura 5.31 - Etapas de operação do conversor para $f_s < f_{r_1}$.



Fonte: Autor.

5.1.11 Esforços nos diodos

Assim como nos interruptores, a caracterização dos esforços nos diodos consiste em descrever os valores de corrente médio e eficaz em condução, bem como seus valores de pico de corrente direta e tensão de bloqueio.

Uma vez que se adotou uma solução passiva para retificação alternado no secundário do transformador que compõe o conversor ressonante LLC, uma boa aproximação para definir os esforços é considerar a FHA adotada até então.

Na saída do transformador foi utilizada uma ponte de diodos de forma de diminuir os esforços de tensão e elevar o valor médio da tensão que será imposta a carga. Com essa característica os esforços para esse arranjo já estão bem consolidados da literatura.

Uma vez que a corrente média sobre o capacitor de saída do conversor ressonante é tida como nula, a corrente média que será sobre a ponte de diodos será a própria corrente média consumida pela carga. Ao se considerar que cada diodos conduz metade de um semiciclo por período de condução, temos:

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{LLC}}{2} \tag{5.124}$$

Onde, I_{LLC} designa a corrente de carga do conversor ressonante LLC, isso porque mais a diante será utilizada essa nomenclatura para definir as correntes de saída proveniente da associação de conversores.

A corrente eficaz nos diodos pode ser definida de acordo com a equação (5.125)

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{o_P}.\sin(\theta)\,d\theta} \tag{5.125}$$

I_{o_P} representa o valor de pico da corrente na saída da ponte retificadora. Uma vez que o valor eficaz pode ser definida por (5.126) e assumindo a FHA, o valor de pico pode ser dado pela $\sqrt{2}$ vezes o seu valor eficaz.

$$I_{o_{ef}} = \sqrt{{I_{LLC}}^2 + {I_{Co_{LLC}}}^2} \tag{5.126}$$

Uma vez que o valor médio da corrente na carga é igual ao valor eficaz por se tratar de um nível CC e que a corrente eficaz no capacitor de saída do conversor ressonante LLC será dada pelo próprio valor da corrente eficaz no secundário do transformador, $I_{o_{ef}}$ pode então ser calculada.

Como se trata de uma ponte de diodos para o estágio de retificação no secundário do transformador que compõe o conversor ressonante, o valor da tensão de bloqueio dos diodos será dada pela própria tensão de saída do conversor. Para o caso da corrente o valor de pico será dado pelo máximo valor de condução que nesse caso equivale ao valor de I_{o_P}.

5.1.12 Capacitor de saída CC

O critério adotado para dimensionar o capacitor de saída do conversor ressonante LLC será de ondulação de tensão. Como consta em [70], o capacitor de saída de um retificador ponte completa pode ser dada, como segue:

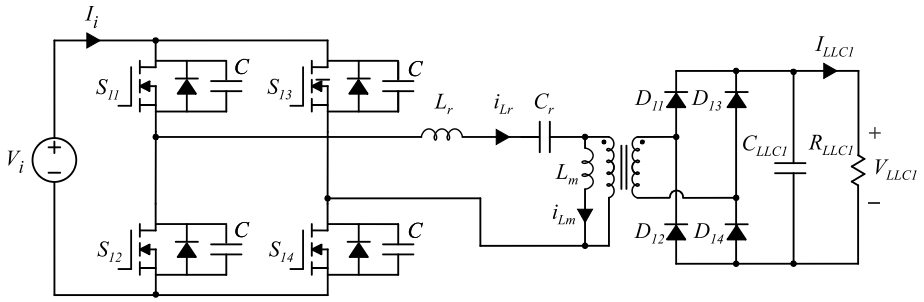
$$C_{LLC} = \frac{P_{LLC}}{f_s.\left(V_{LLC_{\max}}{}^2 - \left(\%\Delta V_{LLC}.V_{LLC_{\max}}\right)^2\right)} \tag{5.127}$$

Onde, P_{LLC} é a máxima potência de saída de um dos conversores ressonantes, $V_{LLC_{max}}$ o valor máximo de sua tensão e ΔV_{LLC} a máxima ondulação desejada na saída do conversor.

5.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR RESSONANTE LLC

A seguir será o proposto o dimensionamento de um dos conversores ressonantes a serem usados na estrutura do carregador de bateiras. Na Figura 5.32 é apresentado a topologia básica.

Figura 5.32 - Conversor ressonante LLC dimensionado



Fonte: Autor.

a) Especificações do conversor ressonante LLC

i. Potência de saída: $P_{LLC} = 4\ kVA$
ii. Tensão máxima de saída: $V_{LLC_{max}} = 245\ V$
iii. Tensão mínima de saída: $V_{LLC_{min}} = 175\ V$
iv. Ondulação máxima de V_{LLC}: $\Delta V_{LLC} = 2\%$
v. Corrente de saída: $I_{LCC} = 16{,}3\ A$
vi. Tensão de entrada máxima: $V_{i_{max}} = 460\ V$

vii. Tensão de entrada mínima: $V_{i_{min}} = 430\ V$
viii. Razão entre indutâncias: $\lambda = 0{,}2$
ix. Frequência de ressonância: $f_{r1} = 100\ kHz$
x. Relação de transformação: $a = 2{,}7$

b) Parâmetros

i. Resistência de carga refletida ao primário:

Será considerado para o dimensionamentos dos componentes do circuito uma resistência equivalente de carga definida por (5.46).

a. Resistência de carga refletida ao primário do transformador: $R_{ca} = 88{,}673\ \Omega$.

ii. Frequência para operação em ZVS

Será garantido a comutação suave por ZVS se a frequência de operação normalizada (5.24) for superior a frequência mínima normalizada (5.60) e $\overline{I_o'}$ definida em (5.28).

a. Frequência máxima de operação para comutação suave por ZVS: $f_{n_{Smin}} = 0{,}959$.
b. Frequência máxima de operação normalizada, em *Hz*: $f_{n_{Smax}} = 95{,}87\ kHz$.

iii. Fator de Qualidade

A definição do valor do fator de qualidade Q será baseada pelo valor da corrente magnetizante de pico, I_{mp}, responsável por garantir a comutação suave do conversor operando a vazio.

O resultado da substituição de (5.63) em (5.90)define a expressão de I_{mp} dada por (5.128).

$$I_{mp}(Q) = V_1 \tan\left(\frac{\pi}{2 f_n}\sqrt{\frac{\lambda}{\lambda+1}}\right)\left(\sqrt{\frac{C_r(Q)}{L_r(Q)+L_m(Q)}}\right) \tag{5.128}$$

Na Figura 5.33 é apresentado a curva de $I_{mp}\left(Q, C_r(Q), L_r(Q), L_m(Q)\right)$, para uma λ definido em projeto e um $V_1 = V_{i_{max}}$, onde as funções de $C_r(Q)$, $L_r(Q)$ e $L_m(Q)$ são descritas a seguir:

$$C_r\left(Q\right) = \frac{1}{2\pi f_{\max} R_{ca_1} Q} \tag{5.129}$$

$$L_r\left(Q\right) = C_r\left(Q\right)\left(R_{ca_1} Q\right)^2 \tag{5.130}$$

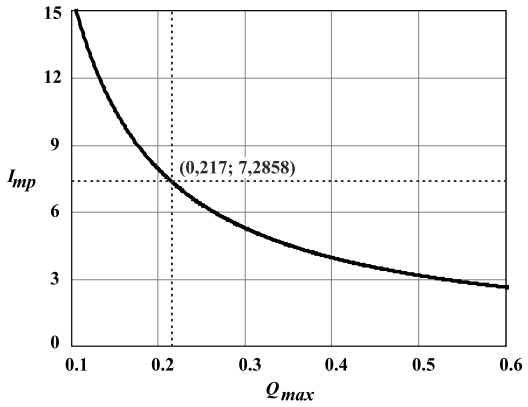
$$L_m\left(Q\right) = \frac{L_r\left(Q\right)}{\lambda} \tag{5.131}$$

Como se analisa, a definição do fator de qualidade (Q) representa um importante parâmetro de projeto, uma vez que é a partir dele que se relacionam os elementos do circuito tanque ressonante LLC e da própria característica de operação do conversor em comutação suave.

Partindo dessa premissa e em consonância com catálogos dos fabricantes dos componentes do circuito, optou-se por um fator de qualidade $Q_{max} = 0{,}217$, resultando nos seguintes parâmetros:

a. Corrente de pico da corrente magnetizante (5.128): $I_{mp} = 7{,}285\ A$.
b. Capacitor do circuito ressonante (5.129): $C_r = 82{,}712\ nF$.
c. Indutor do circuito tanque ressonante (5.130): $L_r = 30{,}625\ \mu H$.
d. Indutância de magnetização (5.131): $L_m = 153\ \mu H$

Figura 5.33 - Corrente I_{mp} em função de Q_{max}



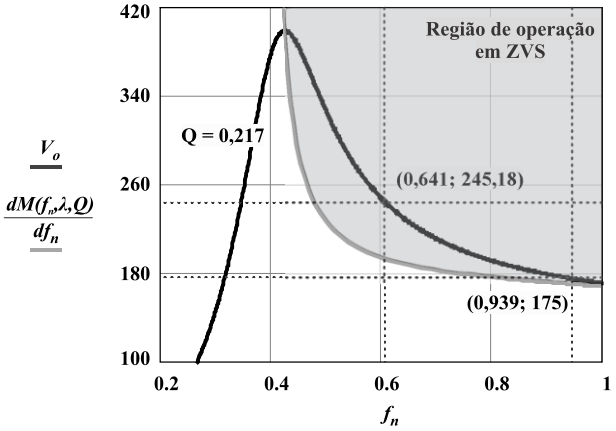
Fonte: Autor.

iv. Curva característica da tensão de saída em função frequência de operação normalizada.

Um dos desafios da aplicação do conversor ressonante LLC diz respeito à variação da tensão de saída em função da frequência de comutação, mantendo a comutação suave ZVS ao longo de toda essa variação.

Na Figura 5.34 é apresentada a curva da tensão de saída do conversor ressonante LLC para um fator de qualidade descrito como 0,217.

Figura 5.34 - Curva característica da tensão de saída em função da frequência de comutação normalizada.



Fonte: Autor.

Nota-se que é possível obter uma faixa de frequência de comutação que corresponda a variação na tensão saída do conversor ressonante, dentro dos limites estabelecidos em projeto, operando em comutação suave ZVS.

a. Frequência de comutação para $V_{LLC_{max}} = 245\ V$: $f_s = 64{,}1\ kHz$.
b. Frequência de comutação para $V_{LLC_{min}} = 175\ V$: $f_s = 93{,}9\ kHz$.

c) Dimensionamento dos componentes do circuito tanque ressonante.

Como observado anteriormente, a tensão de saída do conversor será controlada pela variação de frequência aplicada nos interruptores, variando-se assim a

potência processada e entregue a carga. Por isso os valores dos elementos dimensionados serão projetados com as limitações mais críticas de operação, correspondente a potência de operação de 4 kW transferida para a saída do conversor.

i. Capacitor de ressonância:

O valor do capacitor de ressonância já foi definido na seção anterior, contudo é necessário dimensionar os limites das grandezas elétricas que definem as características de isolação, sejam elas os valores de tensão e corrente de pico e seus respectivos valores eficazes.

Para tanto, serão considerados os seguintes parâmetros:

a. Valor de pico da componente fundamental da tensão (5.106): $V_{x_1} = 585{,}69\ V$.
b. Módulo da impedância de entrada parametrizada (5.113): $|\overline{Z_1}| = 3{,}389$.
c. Impedância característica do circuito $L_r - C_r$ (5.102): $Z_{r_1} = 19{,}242\ \Omega$.
d. Frequência de comutação para $V_{LLC_{max}} = 245\ V$: $f_s = 64{,}1\ kHz$.
e. Capacitor do circuito ressonante (5.129): $C_r = 82{,}712\ nF$.

Definido o valor $65{,}203\Omega$ para a impedância de entrada, expressa em (5.107), e sua substituição em (5.105) juntamente com o valor de V_{x_1} se determina o valor da corrente de pico do capacitor de ressonância. Seguindo, o valor de pico da tensão no mesmo capacitor pode ser descrita e calculada pela equação (5.114), resultando:

f. Valor de pico da corrente no capacitor de ressonância (5.105): $I_{c_p} = 15{,}663\ A$.
g. Valor de pico da tensão no capacitor de ressonância (5.114): $V_{c_p} = 470{,}921\ V$.

Considerando a FHA, calculam-se por (5.132) e (5.133) os valores eficazes da tensão e corrente no capacitor de ressonância.

$$V_{c_{ef}} = \frac{V_{c_p}}{\sqrt{2}} \tag{5.132}$$

$$I_{c_{ef}} = \frac{I_{c_p}}{\sqrt{2}} \tag{5.133}$$

h. Valor de eficaz da corrente no capacitor de ressonância (5.105): $I_{c_{ef}} = 11{,}075\ A$.
i. Valor de eficaz da tensão no capacitor de ressonância (5.114): $V_{c_p} = 332{,}991\ V$.

Com essas características e observando diversos catálogos, optou-se pela associação série de quatro capacitores de filme da fabricante KEMET de 330 nF, com as seguintes características de isolação:

j. Valor de pico da corrente do capacitor: $I_{c_p} = 15{,}663\ A$.
k. Valor de pico da tensão do capacitor: $V_{c_p} = 683\ A$.
l. Valor eficaz da corrente do capacitor: $I_{c_{ef}} = 15{,}663\ A$.
m. Valor eficaz da tensão do capacitor: $V_{c_{ef}} = 750\ V$.

ii. Transformador:

Uma das características típicas e tidas como vantagens do conversor ressonante LLC diz respeito ao uso da própria indutância de magnetização do transformador no processo definição da frequência de ressonância.

Acrescido a isso, a indutância de dispersão advinda da composição construtiva e do próprio processo de conversão energia do transformador, contribui na diminuição da indutância série a ser acrescida.

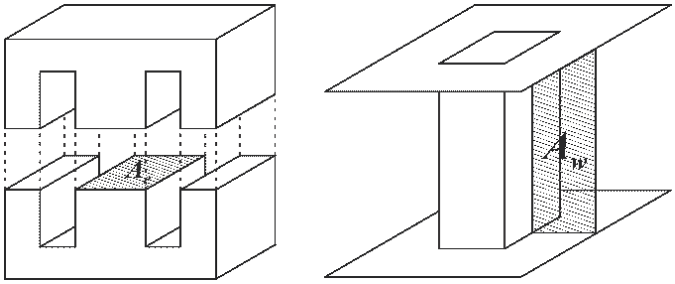
Com essas premissas, será proposto o dimensionamento do transformador com as seguintes características construtivas:

a. Potência do transformador: $P_{trafo} = 4\ kVA$.
b. Relação de transformação: $a = 2{,}7$.
c. Frequência mínima de operação: $f_{s_{min}} = 64{,}1\ kHz$.
d. Frequência máxima de operação: $f_{s_{min}} = 93{,}9\ kHz$.

Uma vez atribuídas as características iniciais do transformador, a próxima etapa consiste na definição do tipo de núcleo a ser usado. A seguir

será deduzido um conjunto de passos que resultarão na expressão correspondente a relação entre a seção transversal livre do núcleo A_e e a seção transversal livre do carretel A_w.

Figura 5.35 - Núcleo e carretel do tipo E



Fonte: Autor.

Pela aplicação da lei de Faraday-Lenz no princípio de conversão eletromagnética do transformador, se deduz a relação entre a força eletromotriz aplicada ao primário do transformador e a variação na densidade de fluxo magnético ΔB, como assim mostrada:

$$\varepsilon = N.A.\frac{dB}{dt} \tag{5.134}$$

$$V_{p_{ef}} = N_p.A_e.\frac{\Delta B}{\Delta t} \tag{5.135}$$

Como o período da tensão no primário pode ser definido pelo próprio período de comutação da ponte inversora, temos:

$$V_{p_{ef}} = N_p.A_e.\frac{\Delta B}{D.T} \tag{5.136}$$

Antes de se determinar uma relação para A_e, deve-se levar em conta que o núcleo desejado para aplicação será do *tipo EE*, o que contribui para a diminuição do entreferro e um aumento do fluxo concatenado. Além

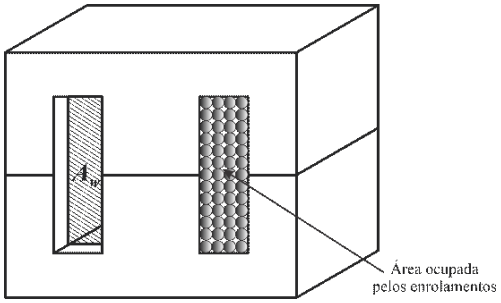
disso, será considerado como frequência de operação o valor de frequência mínima ($f_{S\min}$) estabelecido em projeto, o que corresponde a faixa de operação com maior densidade de fluxo magnético (ΔB_{max}). Conclui-se, portanto:

$$A_e = \frac{V_{p_{ef}}}{4.N_p.\Delta B_{\max}.f_{S_{\min}}} \tag{5.137}$$

Seguindo a análise, a área ocupada pelo enrolamento do primário (A_p) pode então ser apresentada como:

$$A_p = K_p.K_w.A_w \tag{5.138}$$

Figura 5.36 - Área da seção ocupada pelos enrolamentos



Fonte: Autor.

Pela relação (5.139) se abstrai ainda uma expressão A_p dependente do valor eficaz da corrente no primário ($I_{p_{ef}}$) e da densidade de corrente (J):

$$N_p.I_{p_{ef}} = A_p.J \tag{5.139}$$

Realizando manipulações entre equações (5.138) e (5.139), conseguimos determinar uma relação para A_w:

$$A_w = \frac{N_p.I_{p_{ef}}}{K_p.K_w.J} \tag{5.140}$$

Uma vez definido as relações A_e e A_w pelas equações (5.138) e (5.140), pode-se construir um produto entre elas(5.141), o que corresponde um importante parâmetro na escolha do núcleo do transformador.

$$A_e.A_w = \frac{V_{p_{ef}}.I_{p_{ef}}}{4.K_p.K_w.J.\Delta B_{\max}.f_{S_{\min}}} \tag{5.141}$$

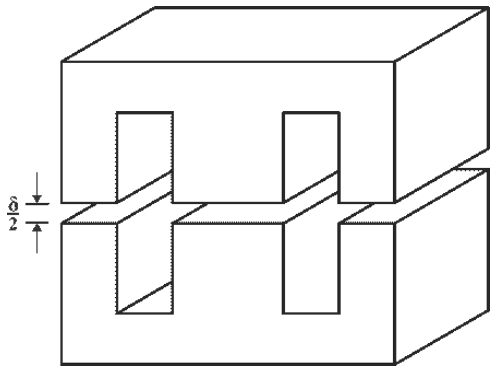
Podendo ainda ser escrita em função da potência do transformador (P_{trafo}), como:

$$A_e.A_w = \frac{P_{trafo}}{4.K_p.K_w.J.\Delta B_{\max}.f_{S_{\min}}} \tag{5.142}$$

A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do núcleo, fazendo com que o valor de L seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo.

Como será usado no projeto núcleos do tipo E com entreferros laterais e central, o valor do entreferro calculado será dividido por dois, uma vez que se considera dois espaços de entreferro (dois laterais e dois centrais, visto que a área central corresponde a soma das laterais).

Figura 5.37 –Enterro no núcleo EE



Fonte: Autor.

Como base nessas assertivas e por deduções apresentadas em [70], a dimensão do entreferro para um dado núcleo E calculado será:

$$\delta = \frac{\mu_o . A_e . N_p^2}{L_m} \tag{5.143}$$

Os parâmetros construtivos sugeridos para a escolha do tipo de núcleo serão apresentados a seguir:

e. Fator de utilização do primário: $K_p = 0{,}7$.
f. Fator de utilização da área da janela: $K_w = 0{,}4$.
g. Densidade de corrente: $J = 300\ A/cm^2$.
h. Variação da densidade de fluxo magnético: $\Delta B_{max} = 0{,}02\ T$.
i. Permeabilidade relativa do ar: $\mu_o = 4.\pi.10^{-7}\ H/m$.

Com base no produto $A_e A_w$ (5.142) optou-se pelo núcleo EE-76/50/76-IP12R, com as dimensões:

j. Volume do núcleo: $V_{núcleo} = 217{,}350\ cm^3$.
k. Seção transversal do núcleo: $A_e = 19{,}8\ cm^2$.
l. Seção transversal livre do carretel: $A_w = 9{,}2\ cm^2$.

O número de espiras do enrolamento do primário será definido pela equação (5.137). Contudo, um valor importante para esse cálculo diz respeito ao valor eficaz da tensão no enrolamento do primário.

Com base na aproximação de primeira harmônica e o cálculo do valor de pico da tensão no primário do transformador (5.9), é possível obter, por simplificação o seu valor eficaz (5.144).

$$V_{p_{ef}} = \frac{V_{xp}}{\sqrt{2}} \tag{5.144}$$

Sendo assim, os números de espiras nos enrolamentos do primário e do secundário dado que a relação de transformação sugerida corresponde a 2,7, serão respectivamente:

m. Número de espiras do primário: $N_1 = 14\ espiras$.
n. Número de espiras do secundário: $N_2 = 5\ espiras$.

Com base nessa premissa, o valor do entreferro (5.143) será dado:

o. Entreferro para núcleo EE: $\delta = 1{,}592\ mm$.

Outra definição importante para o projeto do transformador, diz respeito a seção máxima dos condutores para seus enrolamentos de forma a atenuar as perdas nos condutores por *Efeito Skin*. Uma forma de se determinar esse parâmetro, consiste em calcular o diâmetro máximo do fio pretendido em função da frequência de operação (5.145):

$$\Delta = 2.\frac{7{,}5}{\sqrt{f_{S\max}}} \tag{5.145}$$

Observando o resultado de (5.145) e com o uso da tabela de fios da *American Wire Gauge* (AWG), têm-se:

p. Seção máxima dos condutores: $S\Delta = 0{,}001287\ cm^2\ (25\ AWG)$

A análise segue com o cálculo dos valores eficazes das correntes nos enrolamentos do transformador. Seja a corrente de pico magnetizante I_{mp} definida por (5.90) e dado que o seu maior ocorre para $f_{s_{min}}$, é possível definir o valor eficaz da corrente magnetizante tendo como base a aproximação de primeira harmônica e sua forma triangular.

q. Valor eficaz da corrente magnetizante para $f_{s_{min}} = 64{,}1\ kHz$: $I_{mp} = 8{,}814\ A$.

A corrente no circuito ressonante será importante para calcularmos o valor eficaz da corrente no primário do transformador. Com as relações

(5.96) e (5.113) se determina o valor de pico da componente fundamental da corrente no circuito ressonante $L_r - C_r$, com isso:

r. Valor eficaz da corrente no circuito ressonante: $I_{x_{ef}} = 11{,}075\ A$.

Seja a definição (5.146) que relaciona o valor eficaz da corrente no primário do transformador em função dos valores eficazes das componentes fundamentais das correntes de magnetização e da corrente no circuito ressonante.

$$I_{1ef} = \sqrt{I_{x_{ef}}{}^2 - I_{mp_{ef}}{}^2} \tag{5.146}$$

Logo,

s. Valor eficaz da corrente no primário do transformador: $I_{1_{ef}} = 6{,}706\ A$.

t. Valor eficaz da corrente no secundário do transformador: $I_{2_{ef}} = 18{,}107\ A$.

Vale dizer que quanto maior for a distância da frequência operação do conversor da frequência de ressonância, definida como 100 kHz, maior serão os níveis de harmônicas o que resulta em distorções nos valores calculados em projeto. Por simulação, o valor eficaz das correntes descritas foi dado assim:

u. Valor eficaz da corrente no primário do transformador por simulação: $I_{1_{ef}} = 8{,}923\ A$.

v. Valor eficaz da corrente no secundário do transformador por simulação: $I_{2_{ef}} = 22{,}122\ A$.

Uma vez dimensionado os valores das correntes nos enrolamentos do primário e secundário do transformador, e sabendo-se que será adotado

o critério de atenuação do *efeito skin* para a seção mínima dos condutores, faz necessário então dimensionar o número de condutores paralelos nos dois enrolamentos.

w. Densidade de corrente no primário: $J_1 = 175\ A/cm^2$.

x. Densidade de corrente no secundário: $J_2 = 200\ A/cm^2$.

Dado as densidades de corrente estabelecidas, temos:

y. Número de condutores paralelos no primário: $N_{con1} = 28$.

z. Número de condutores paralelos no primário: $N_{con2} = 69$

O que resulta segundo o conceito de [70] em uma possibilidade de ocupação do núcleo, considerando a secção do condutor utilizado de $S_{cu} = 0{,}001624\ cm^2$:

aa. Possibilidade de Execução: $k_u = 0{,}302$.

Para ser executável k_u deve ser superior a 0,3 (ocupação mínima) e menor que 1 (ocupação máxima), o que torna o projeto do transformador realizável.

Outro importante parâmetro construtivo do transformador diz respeito as perdas elétricas no cobre (5.147) e magnéticas no núcleo (5.148) e suas influências sobre a temperatura de operação do transformador. Ainda segundo [70], é a partir da soma dessas perdas e a relação com a relutância do núcleo (5.149) que se define a variação de temperatura que o transformador terá em operação equation reference goes here(5.150).

$$P_{cobre} = R_1.I_{1ef}{}^2 + R_2.I_{2ef}{}^2 \tag{5.147}$$

$$P_{núcleo} = B_{\max}{}^{2,4}.\left(K_h.f_{S_{\max}} + K_h.f_{S_{\max}}{}^2\right).V_{núcleo} \tag{5.148}$$

$$Rt_{núcleo} = 23.\left(A_e A_w\right)^{-0,37} \tag{5.149}$$

$$\Delta T = P_{totais}.Rt_{núcleo} \tag{5.150}$$

bb. Perdas no cobre: $P_{cobre} = 1{,}959\ W$.
cc. Perdas no núcleo: $P_{núcleo} = 5{,}469\ W$.
dd. Variação de temperatura: $\Delta t = 24{,}9\ °C$

iii. Indutor do circuito tanque ressonante:

Como se observa por (5.151), quanto maior for a indutância de dispersão $L_{dispersão}$ no transformador, menor será a indutância série L'_r, em comparação com o valor de indutância L_r projetada, o que resulta na diminuição do seu peso e volume.

$$L'_r = L_r - L_{dispersão} \tag{5.151}$$

Como cada módulo LLC contempla a construção de um transformador e associado a ele um indutor série ressonante e valendo-se da complexidade de se elaborar fisicamente elementos iguais como a exemplo do próprio transformador, serão apresentados a seguir os resultados das indutâncias de dispersão dos transformadores construídos que servirão de base para o dimensionamento dos indutores série ressonante.

a. Indutância de dispersão transformador T_1: $L_{d_1} = 4\ \mu H$.
b. Indutância de dispersão transformador T_2: $L_{d_2} = 4\ \mu H$.
c. Indutância de dispersão transformador T_3: $L_{d_3} = 3{,}7\ \mu H$.

Com expressão (5.151) e considerando que a indutância de dispersão necessária na ressonância do projeto equivale a $L_r = 30{,}625 \mu H$, os indutores série ressonantes deverão ser projetados com as seguintes magnitudes:

d. Indutor série ressonante para T_1: $L'_{r1} = 26{,}625\ \mu H$.
e. Indutor série ressonante para T_2: $L'_{r2} = 26{,}625\ \mu H$.
f. Indutor série ressonante para T_3: $L'_{r3} = 26{,}925\ \mu H$.

Por simplificação no dimensionamento dos indutores, e tendo a proximidade em seus valores, será apresentado a seguir as etapas do projeto de um dos indutores construídos.

O princípio e formulação das equações para o dimensionamento do indutor em muito se assemelha aos parâmetros já concebidos para o transformador. Seja os parâmetros construtivos atribuídos ao núcleo a ser escolhido:

g. Fator de utilização do núcleo: $K_p = 0{,}5$.
h. Fator de utilização da área da janela: $K_w = 0{,}5$.
i. Densidade de corrente: $J = 245\ A/cm^2$.
j. Variação da densidade de fluxo magnético: $\Delta B_{max} = 0{,}1\ T$.
k. Permeabilidade relativa do ar: $\mu_o = 4.\pi.10^{-7}\ H/m$.

Os parâmetros elétricos de operação do indutor são basicamente o valor eficaz da componente fundamental da corrente no ramo $L_r - C_r$, já calculada na seção de dimensionamento dos transformadores do conversor ressonante, e do valor eficaz da tensão sobre o indutor L_r (5.152).

$$V_{Lr} = 2.\pi.fs_{\min}.L_r.I_{x_{ef}} \tag{5.152}$$

Vale afirmar que o cálculo do valor eficaz da tensão sobre o indutor terá seu ponto máximo para uma $f_{s_{min}} = 64{,}1\ kHz$, ponto em que o conversor opera com maior potência processada.

Com base na relação $A_e A_w$ (5.142) e com as características apresentadas, optou-se por um núcleo EE-76/33/26-IP12R, tendo como dimensões:

l. Volume do núcleo: $V_{núcleo} = 78{,}2\ cm^3$.
m. Seção transversal do núcleo: $A_e = 5{,}211\ cm^2$.
n. Seção transversal livre do carretel: $A_w = 4{,}039\ cm^2$.

O número de espiras no enrolamento do indutor será definido pela equação (5.137), onde N_p será o próprio número de espiras desejado.

o. Número de espiras do indutor: $N = 10\ espiras$.

O entreferro assim como no cálculo do transformador pode ser definido pela equação (5.143).

p. Entreferro para núcleo EE: $\frac{\delta}{2} = 1{,}23\ mm$.

Adotando o mesmo procedimento para a escolha da seção máxima do condutor do transformador, optou-se:

q. Seção máxima dos condutores: $S\Delta = 0{,}00081\ cm^2\ (28AWG)$.

Considerando a densidade de corrente atribuída ao indutor de $J = 250\ A/cm^2$, o número de condutores paralelos a serem usados com a seção 28 AWG será:

r. Seção máxima dos condutores: $N_{con} = 56$.

Seguindo [70] a possibilidade de ocupação do núcleo, considerando a secção do condutor utilizado de $S_{cu} = 0{,}004521\ cm^2$:

s. Possibilidade de Execução: $k_u = 0{,}3$.

Tornando o projeto do indutor série ressonante realizável.

Ainda por [70] e se utilizando das relações (5.147), (5.148), (5.149) e (5.150) determinam-se as perdas e a variação de temperatura do núcleo, como visto:

t. Perdas no cobre: $P_{cobre} = 0{,}676\ W$.
u. Perdas no núcleo: $P_{núcleo} = 1{,}643\ W$.
v. Variação de temperatura: $\Delta t = 17{,}275\ °C$

iv. Interruptores:

Devido à faixa de frequência de operação do conversor e aos esforços de tensão e corrente, optou-se por interruptores com o uso de tecnologia MOSFET. Em análise do dimensionamentos dos esforços de corrente média e eficaz apresentadas nas equações (5.121) e (5.122) observa-se a dependência dos valores do ângulo de defasagem ϕ entre a tensão V_{x_1} e a corrente no circuito ressonante i_{x_1}.

Esse ângulo é mutável de acordo com a frequência de comutação do conversor e da resistência de carga refletida ao primário, além dos parâmetros do circuito tanque ressonante $L_r - C_r - L_m$.

Outro ponto de importante consideração diz respeito ao Δt correspondente ao tempo morto inserido na etapa de comutação das chaves de forma a proporcionar comutação suave. Levando-se em conta que um Δt muito pequeno em comparação com a fração com o período total de comutação o erro que se têm ao não o considerar é de certa forma desprezível, como veremos mais a diante.

Seja (5.153) a equação já apresentada nas seções anteriores como a impedância de entrada do circuito ressonante reescrita em função dos termos de R_{ca} e seu respectivo argumento (5.154).

$$Z_1 = \frac{j\omega_s L_m \left(\frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} a^2 \right)}{\left(\frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} a^2 \right) + j\omega_s L_m} + j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} \tag{5.153}$$

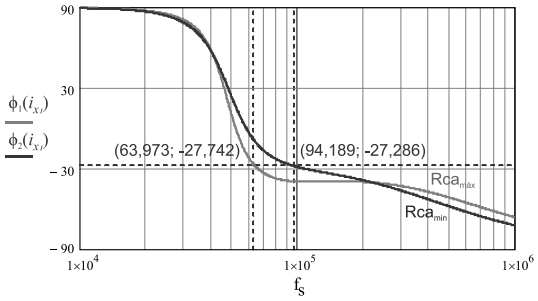
$$\phi_{Z_1} = \arg\left(\frac{j\omega_s L_m \left(\frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} a^2 \right)}{\left(\frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} a^2 \right) + j\omega_s L_m} + j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} \right) \tag{5.154}$$

Observada a equação (5.155) e uma vez calculado o valor do argumento da impedância de entrada do circuito ressonante, é possível obter o ângulo de defasamento entre V_{x_1} e i_{x_1} por simetria.

$$\phi_{i_{x1}} = -\phi_{Z_1} \tag{5.155}$$

A seguir apresentam-se na Figura 5.38 as curvas para os extremos de operação do conversor ressonante para as cargas limites de operação. Será considerado carga máxima refletida ao primário ($Rca_{máx}$) o instante em que a tensão de saída do conversor é de 245 V e para carga mínima (Rca_{min}) um valor de tensão equivalente a 175 V, onde ambas devem gerar um corrente constantes de 16 A.

Figura 5.38 - ângulo entre V_{x_1} e i_{x_1} para os valores de *Rca_{máx}* e *Rca_{min}*



Fonte: Autor.

Analisando ambas as curvas, para os dois pontos de operação, notam-se que há apenas uma leve variação em ambas as fases analisadas, ou seja, dentro da faixa de operação do conversor o ângulo de defasamento não irá se alterar para a mudança de carga.

Para o cálculo dos esforços nos interruptores será atribuído o valor na condição de maior potência processada do conversor:

a. Corrente de pico: $i_{xp} = 15{,}663\ A$.
b. Ângulo de fase entre $V_{xp}\ e\ i_{xp}$: $\phi = 27{,}742°$.
c. Tensão de entrada: $V_1 = 460\ V$

A partir dessas característica e com base nos dimensionamentos dos esforços provenientes das expressões (5.121), (5.122) e (5.123), temos os seguintes parâmetros nos interruptores:

d. Valor médio da corrente: $i_{S_{méd}} = 4{,}413\ A$.
e. Valor eficaz da corrente: $i_{S_{ef}} = 7{,}606\ A$.
f. Tensão máxima de bloqueio: $V_1 = 460\ V$

Pelos esforços apresentados se optou pelo uso de um interruptor da *Infineon* com modelo IPZA60R080P7, no qual tem como parâmetros básicos construtivos os seguintes dados:

g. Resistência *dreno-source*: $R_{DS_{on}} = 0{,}08\ \Omega$.
h. Máxima corrente contínua: $I_D = 23\ A$.
i. Máxima corrente pulsada: $I_{D_{máx}} = 110\ A$
j. Máxima tensão de *gate-source*: $V_{GS} = 30\ V / -20\ V$
k. Tensão *gate-source* mínima: $V_{GS_{th}} \cong 4\ V$
l. Tensão de avalanche entre *dreno-source*: $V_{DS} = 600\ V$.

v. Tempo de comutação:

O dimensionamento do tempo comutação necessário é um dos fatores que definem a comutação suave nos interruptores. Contudo, os capacitores intrínsecos as chaves (C_{oss}) muitas vezes não são suficientes para garantir esse fenômeno, por isso a associação de interruptores externos (C_{ext}) podem ser uma solução.

$$C = C_{oss} + C_{ext} \tag{5.156}$$

Desta forma, o dimensionamento do capacitor em cada interruptor seguirá o critério de adoção de um tempo comutação máximo que garanta a comutação suave.

Como visto, a condução crítica para a ocorrência da comutação suave se dará quando o conversor ressonante LLC operar a vazio, sendo,

portanto, a corrente magnetizante nesse período a corrente mínima para a incidência da comutação suave.

a. Corrente de pico da corrente magnetizante: $I_{mp} = 7{,}285\ A$.
b. Tempo comutação: $t_c = 350\ ns$.

Aplicando a definição da expressão (5.88) determina-se que a capacitância máxima associada ao interruptor para a ocorrência da comutação suave equivale:

c. Capacitância máxima nos interruptores: $C = 2{,}772\ nF$.

De acordo com o interruptor sugerido para o projeto, a capacitância intrínseca C_{oss} corresponde a $37\ pF$, que pelo seu tamanho não permite a comutação suave. Por isso, será acrescido um capacitor de $2{,}2\ nF$ da fabricante KEMET, que por (5.156) não deve ultrapassar o valor limite de $2{,}772\ nF$ estabelecido anteriormente.

Vale dizer que o tempo morto t_d escolhido na prática deverá ser maior que o tempo de comutação t_c de forma a garantir que não haja comutação dissipativa nos interruptores.

vi. Diodos retificadores:

Para o dimensionamento dos diodos da ponte retificadores para a saída do conversor ressonante LLC serão considerados os seguintes parâmetros:

a. Tensão máxima de saída: $V_{LLC_{max}} = 245\ V$
b. Corrente de saída: $I_{LCC} = 16{,}3\ A$
c. Valor eficaz da corrente no secundário do transformador: $I_{2_{ef}} = 22{,}122\ A$.

Com base nesses valores e considerando o uso das equações (5.124) e (5.125), os principais parâmetros construtivos que cada diodo deve superar em seus esforços:

d. Valor da corrente média em cada diodo: $I_{D_{med}} = 8{,}15\ A$
e. Valor da corrente eficaz em cada diodo: $I_{D_{ef}} = 20{,}56\ A$
f. Tensão de bloqueio reversa: $V_{D_R} = 245\ V$
g. Valor da corrente de pico em cada diodo: $I_{D_p} = 41\ A$

Com base nos parâmetros projetados foram escolhidos diodos SiC da ROHM de modelo SCS215AG, com os seguintes parâmetros construtivos:

h. Máxima corrente direta contínua: $I_F = 15\ A$
i. Máxima corrente de pico repetitivo: $I_{FSM} = 52\ A$
j. Máxima tensão reversa: $V_R = 15\ A$
k. Temperatura de junção: $T_j = 175\ K$

vii. Capacitor de saída CC:

O capacitor de saída do conversor ressonante LLC foi dimensionado de acordo com a tensão de ondulação de saída desejada com base na equação (5.127). Com os parâmetros desejados no projeto a capacitância sugerida foi a correspondente a 26,3 µF, resultando na associação paralela de dois capacitores de filme da fabricante KEMET de 15 µF na saída da ponte retificadora do conversor.

d) Dissipador térmico

Os dimensionamentos dissipadores térmicos para os conversores ressonantes LLC foram segredados por módulos, ou seja, cada conversor terá dissipador único em sua estrutura. Os cálculos que explicitam o projeto constam no apêndice B dessa dissertação.

O modelo escolhido para o dissipador foi o HS21575, possuindo as seguintes características construtivas:

i. Resistência Dissipador-Ambiente: 0,42 Ω.
ii. Comprimento do dissipador: 200 mm.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Será apresentado a seguir um conjunto de simulações de forma a validar o dimensionamento do conversor ressonante LLC, inicialmente para um dos módulos de operação e conseguinte pela associação dos três módulos propostos com entrada paralela e saída série.

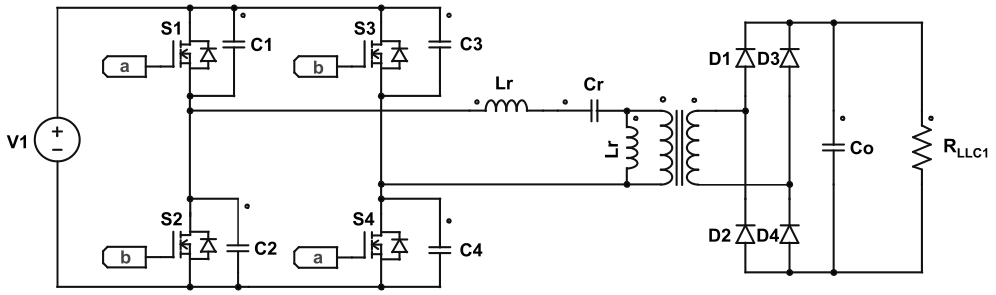
Devido a limitações na implementação via *software* e da robustez do projeto, o arranjo de baterias de que trata o objetivo do carregador será emulado, assim como nas demonstrações experimentais, por cargas resistivas para a validação do estágio de potência do conversor.

Foi utilizado como ferramenta de simulação o *software* PSIM 9.1.1, com o qual se montou o circuito do conversor ressonante LLC com as mesmas características projetadas Figura 5.39, sejam elas:

a) Especificações do conversor ressonante LLC para o arquivo de simulação:

i. Potência de saída de cada módulo: $P_{LLC1_{max}} = 4\ kVA$
ii. Tensão máxima de saída: $V_{LLC1_{max}} = 245\ V$
iii. Tensão mínima de saída: $V_{LLC1_{min}} = 175\ V$
iv. Resistência máxima de carga: $R_{LLC1_{max}} = 15{,}313\ \Omega$
v. Resistência mínima de carga: $R_{LLC1_{min}} = 10{,}938\ \Omega$
vi. Corrente de saída: $I_{LLC1} = 16{,}313\ A$
vii. Tensão de entrada máxima: $V_{i_{max}} = 460\ V$
viii. Tensão de entrada mínima: $V_{i_{min}} = 430\ V$
ix. Frequência mínima de comutação: $f_{s_{min}} = 64\ kHz$
x. Frequência máxima de comutação: $f_{s_{max}} = 94\ kHz$
xi. Tempo morto: $t_d = 350\ ns$
xii. Indutância série ressonante: $L_r = 30{,}625\ \mu H$
xiii. Capacitor serie ressonante: $C_r = 82{,}712\ nF$
xiv. Indutância de magnetização: $L_m = 153\ \mu H$
xv. Capacitor de barramento LLC: $C_{o_{LLC}} = 82{,}712\ nF$
xvi. Capacitores externos: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2{,}2\ nF$
xvii. Relação de transformação: $a = 2{,}7$

Figura 5.39 – Circuito simulado no *software* PSIM 9.1.1 do conversor ressonante LLC para potência de 4 kW.



Fonte: Autor.

5.3.1 Formas de onda

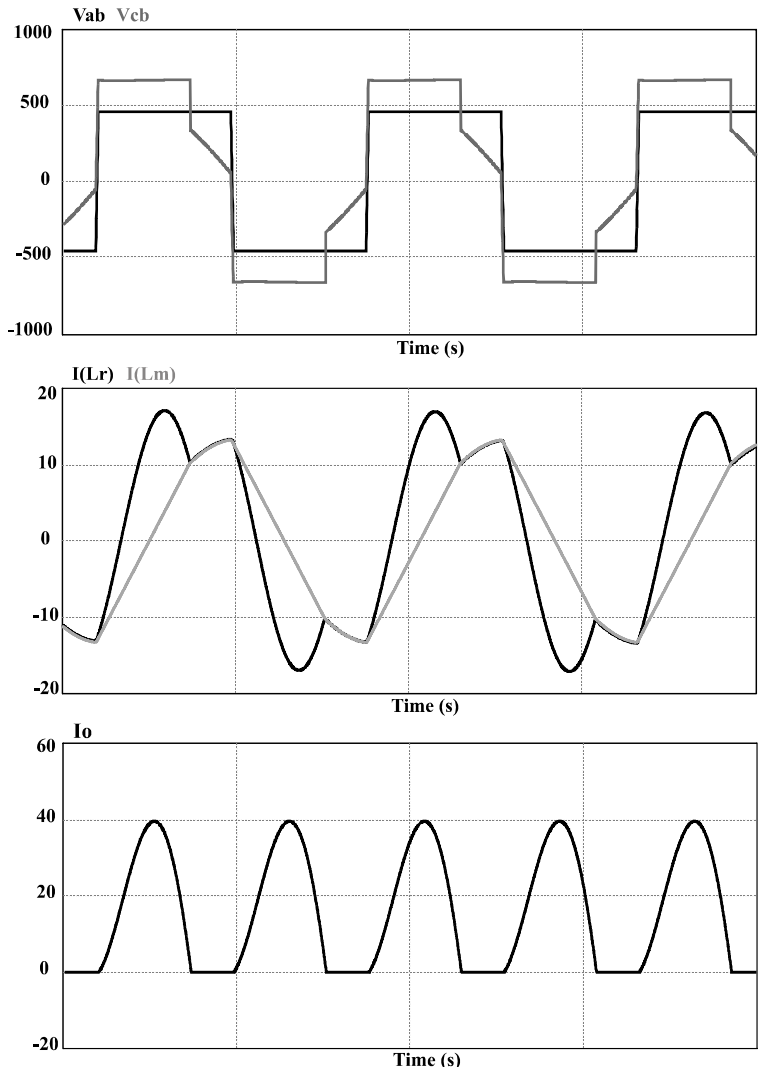
Como forma de validar o dimensionamento dos conversores ressonantes LLC, bem como das composições para sua associação, serão descritos a seguir as formas de onda características de operação, para as operações limites do conversor com frequências de 64 kHz e 94 kHz para um dos módulos projetados, bem como da associação dos conversores para entrada paralela e saída serie.

5.3.1.1 Formas de onda para operação do conversor com frequência de comutação em 64 kHz.

A sequência das formas de onda apresentadas na Figura 5.40 descrevem as simulações de operação básica do conversor ressonante LLC para a frequência de comutação abaixo da frequência de ressonância.

Como se comprova, a corrente I_o na saída da ponte retificadora descreve um comportamento pulsado tipicamente de retificadores passivos. Observa-se ainda que essa corrente apresenta uma leve inclinação referentes a um semiciclo senoidal, isso se deve ao fato da corrente magnetizante I_{L_m} não está em fase com a corrente no circuito série ressonante i_x.

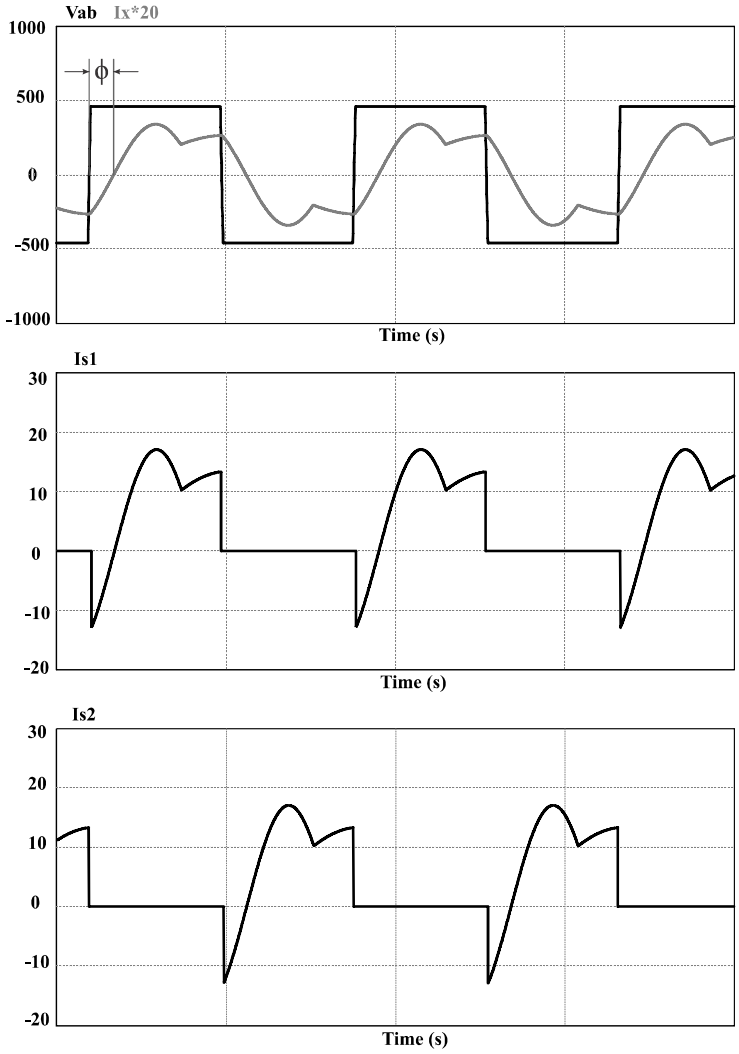
Figura 5.40 – Formas de onda simuladas para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Como segue na Figura 5.41 são expressas as formas de onda da corrente nos interruptores de um dos braços que compõe o conversor ressonante LLC e sua caracterização na formação da corrente no circuito serie ressonante, apresentando o ângulo de defasagem ϕ em relação a tensão V_{ab}.

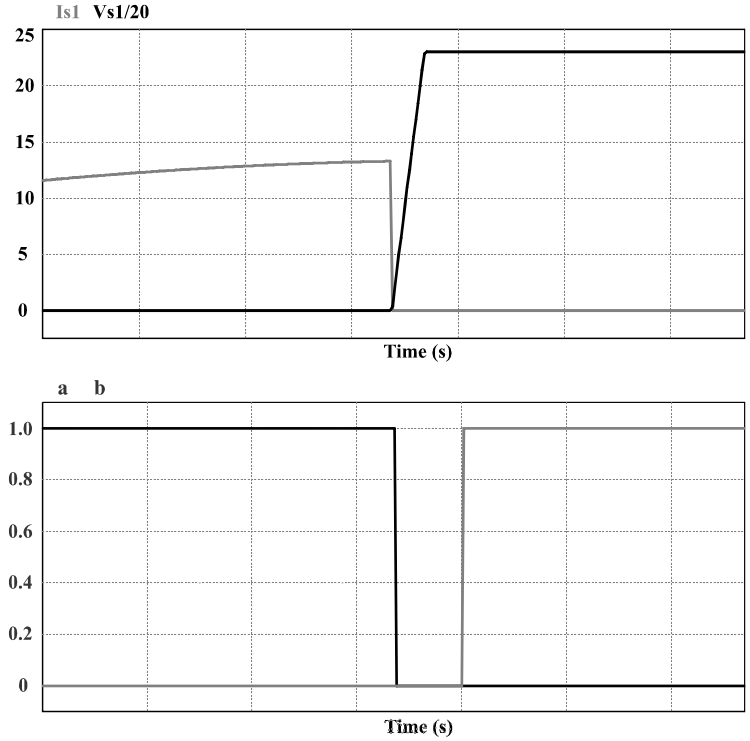
Figura 5.41 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 e relação da corrente de defasagem entre i_x e V_{ab} para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Como se comprova através da Figura 5.42, durante o período de chaveamento, o interruptor não apresenta perdas de comutação uma vez que essa ocorre por tensão nula, típico de comutação suave ZVS, o que fica evidente o não surgimento de sobressinais de tensão durante a comutação dos interruptores.

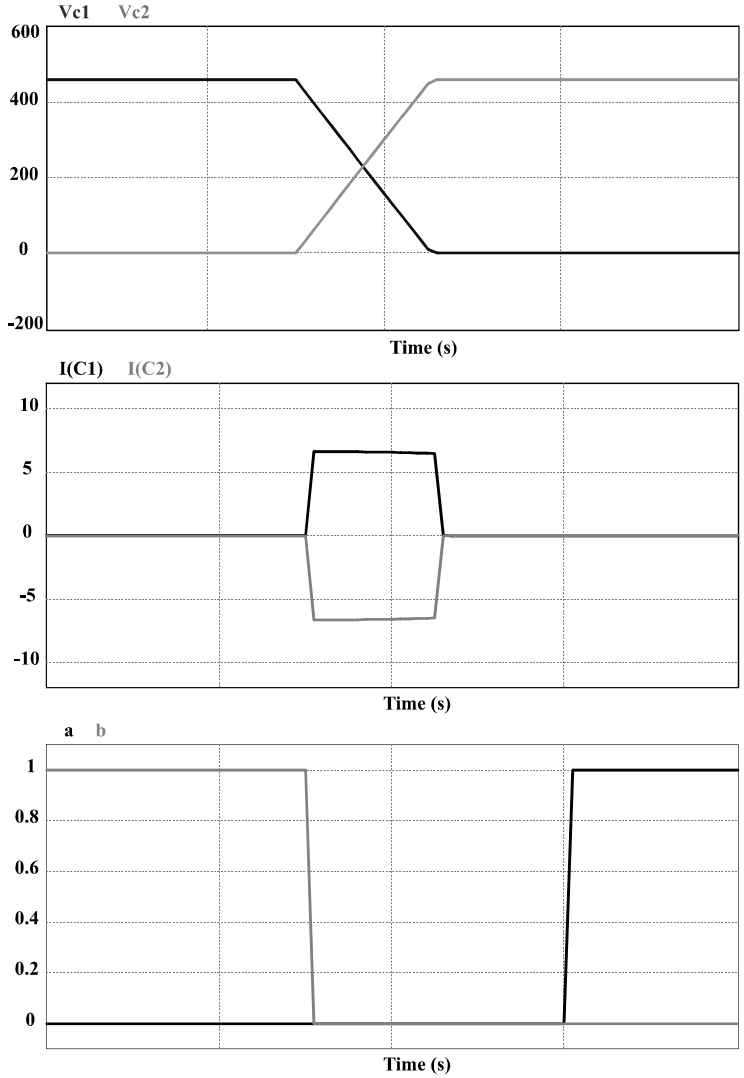
Figura 5.42 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_1 dentro do intervalo de comutação para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Por meio da Figura 5.43 demonstra-se por simulação que dentro do tempo morto sugerido, há o completo carregamento e descarregamento dos capacitores externos incrementados aos interruptores para incidência da comutação suave.

Figura 5.43 – Formas de onda dos capacitores C_1 e C_2 associados aos interruptores para $f_s = 64\ kHz$.



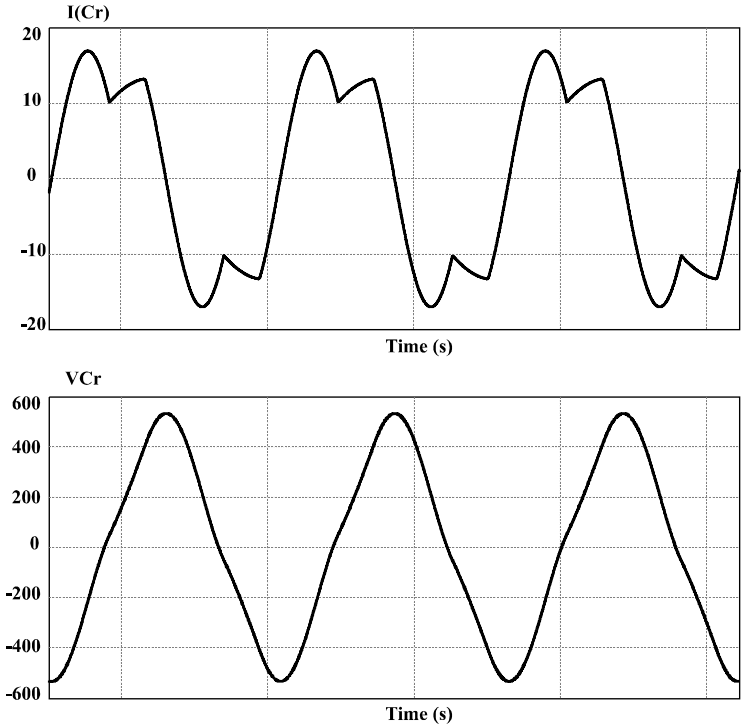
Fonte: Autor.

De maneira a validar a série de esforços dos elementos que compõe o conversor ressonante LLC, será apresentado particularmente algumas formas de onda necessária para validar o seu dimensionamento.

O primeiro dos esforços apresentados em formas de onda, diz respeito a corrente e a tensão no capacitor de ressonância, como mostra Figura 5.44. Como se pode observar, a tensão V_{C_r} tende a ter características senoidais, advinda do próprio filtro que compõe a entrada do circuito ressonante. Outra percepção é que a corrente do capacitor de ressonância é mesma da

corrente de entrada do circuito tanque ressonante, como mostra a comparação entre a Figura 5.41 e a Figura 5.44.

Figura 5.44 – Formas de onda da corrente e tensão no capacitor de ressonância $f_s = 64kHz$.



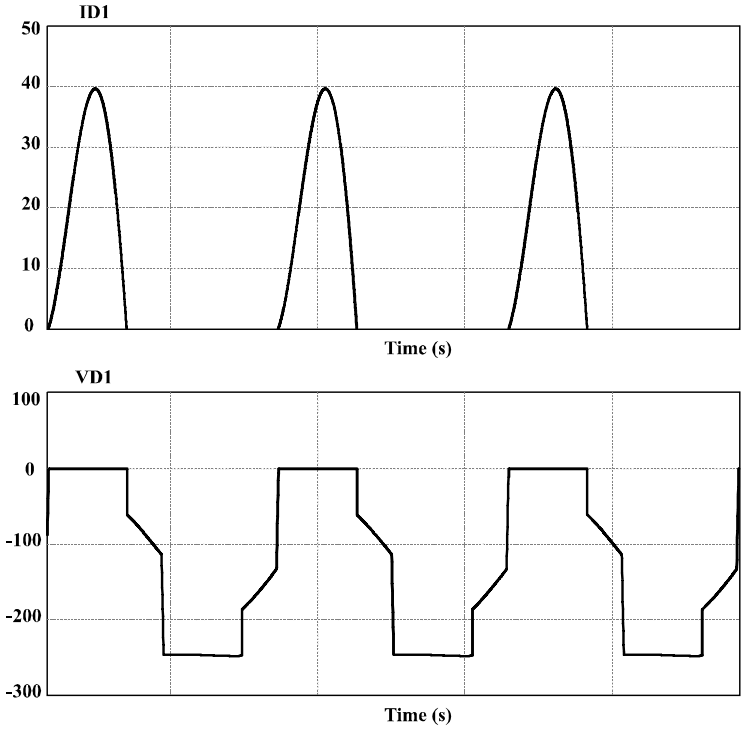
Fonte: Autor.

Outro dos esforços dos quais se torna relevante para a escolha do conversor LLC associado à sua saída passiva, diz respeito à condução descontínua da corrente nos diodos da ponte retificadora, o que elimina as perdas de comutação nos diodos.

Para ilustrar essa afirmação está apresentado na Figura 5.45 as formas de onda da corrente e tensão de bloqueio em um dos diodos da ponte retificadora. É possível notar ainda que máxima tensão exigida para o bloqueio dos diodos é a própria tensão de saída do conversor LLC.

Assim como já analisado, a forma de onda da corrente na saída da ponte retificadora e por consequência nos diodos mostra certa inclinação, isso se deve ao fato da corrente magnetizante não está na mesma fase do corrente da corrente do circuito série ressonante, o que leva a essa distorção.

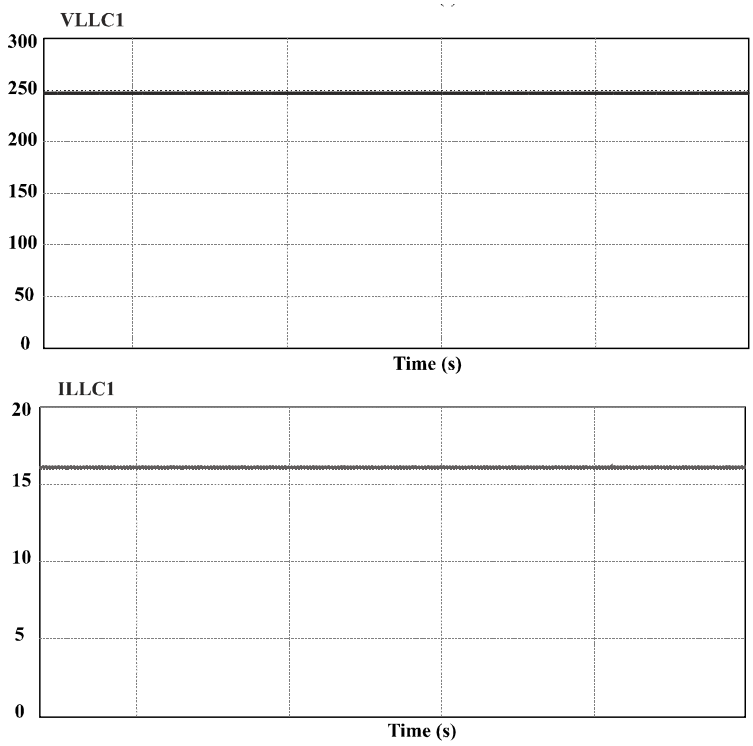
Figura 5.45 - Formas de onda da corrente e tensão em um dos diodos da ponte retificadora para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Por fim, ao se observar a Figura 5.46 correspondente as formas de onda da tensão e corrente na saída de um dos módulos LLC construídos em simulação para a potência de 4 kW, nota-se que o mesmo assume os valores dimensionados em projeto, que equivale a uma tensão de saída de 245 V e uma corrente constante de 16,3 A para uma frequência de comutação de 64 kHz.

Figura 5.46 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor ressonante LLC para 4 kW e $f_s = 64\ kHz$.



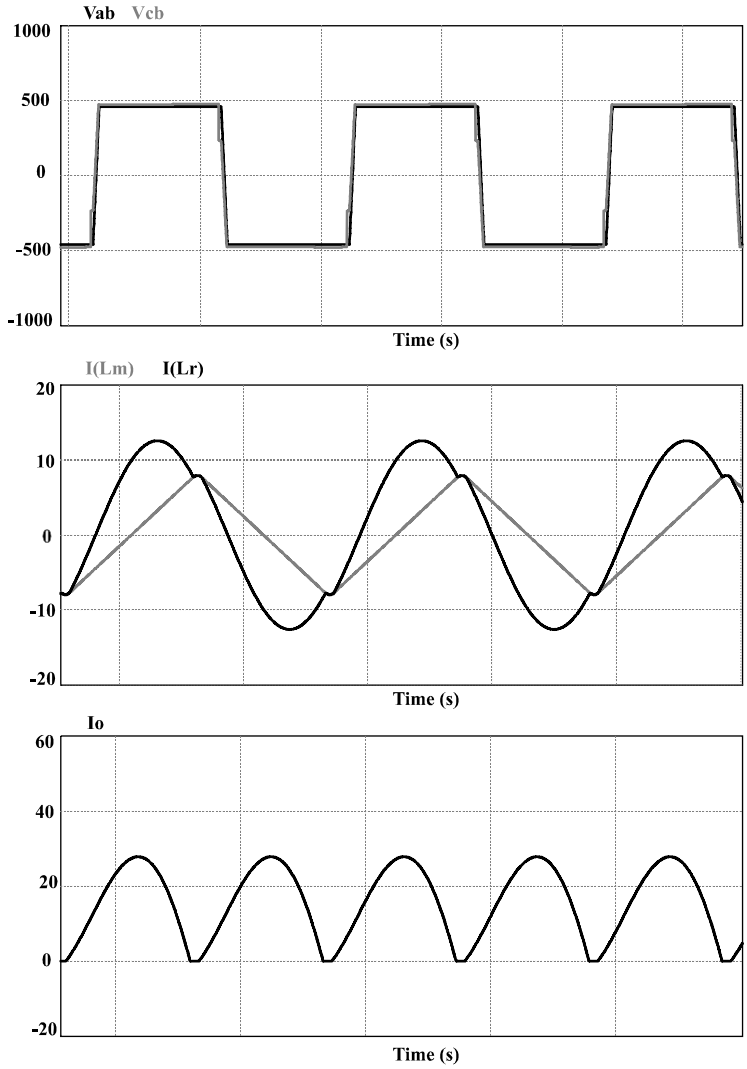
Fonte: Autor.

5.3.1.2 Formas de onda para operação do conversor com frequência de comutação em 94 kHz.

Como forma de validar a operação do conversor para uma tensão mínima de operação de 175 V, mantendo a corrente de carga constante de 16,3 A, será apresentado de maneira simplificada as principais formas de onda para esse ponto de operação.

O primeiro conjunto delas expressas na Figura 5.47 demonstra que ao aproximarmos a frequência de comutação do conversor para a frequência de ressonância projetada, as formas de onda da corrente no circuito ressonante tende a se assemelhar a forma de onda senoidal pela atenuação das harmônicas produzidas.

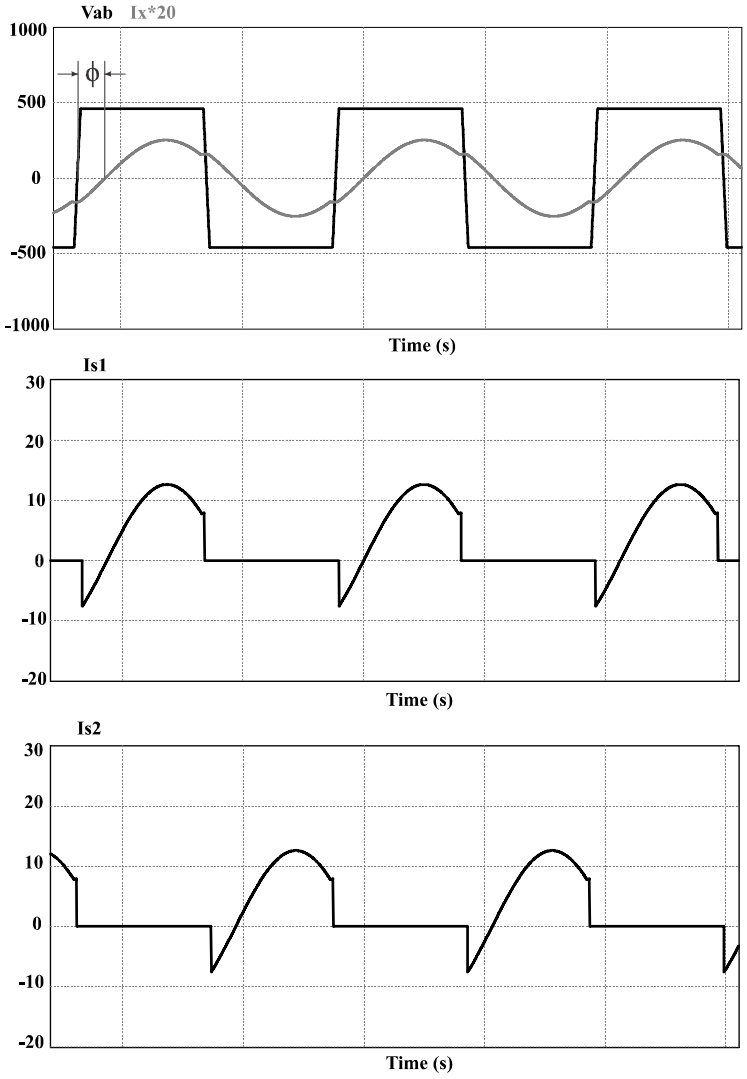
Figura 5.47 – Formas de onda simuladas para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

De forma semelhante a apresentada na Figura 5.43, a Figura 5.48 descreve as formas de onda nos interruptores S_1 e S_2. Obtidos por simulação, a defasagem referente ao ângulo ϕ de defasagem entre tensão de saida da ponte inversora e a corrente i_x sofrem uma leve variação, sendo ϕ_1 e ϕ_2 a defasagem para frequência de comutação para 64 kHz e 94 kHz, respectivamente, levou-se aos resultado de 27,542º e 27,147º, nessa mesma sequência.

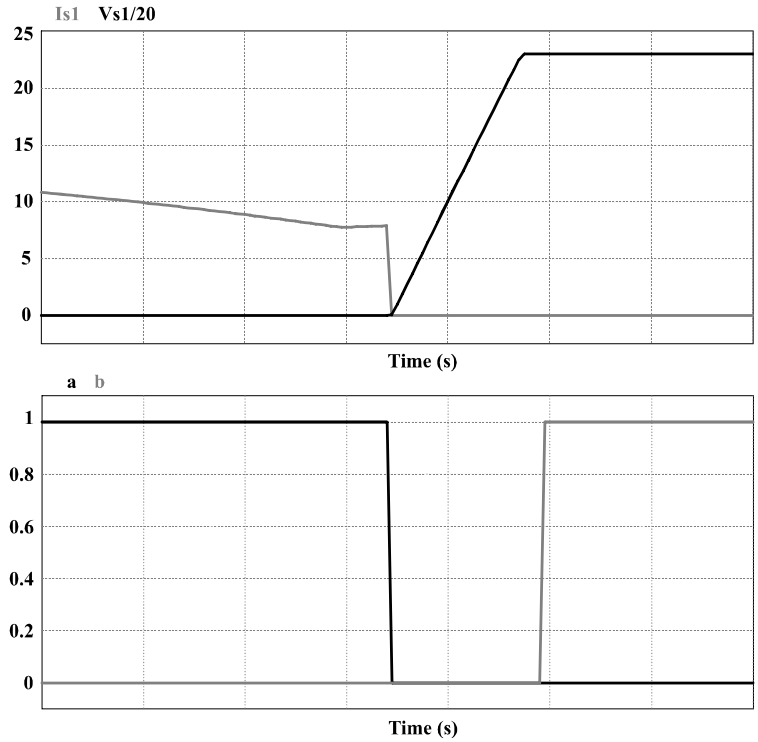
Figura 5.48 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 e relação da corrente de defasagem entre i_x e V_{ab} para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Assim como para a frequência de 64 kHz, na frequência de 94 kHz o mesmo conversor opera com as mesmas características de comutação suave ZVS, Figura 5.49, respeitando o tempo morto sugerido para a simulação, o que valida as fronteiras de operação do conversor sem perdas de comutação.

Figura 5.49 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_1 dentro do intervalo de comutação para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

A comparação das formas de onda apresentadas na Figura 5.43 e Figura 5.50 mostra que apesar do aumento da frequência de comutação dos interruptores ocorre o completo carregamento e descarregamento dos capacitores associados a estas chaves em um dos braços, fundamental para o processo de comutação suave.

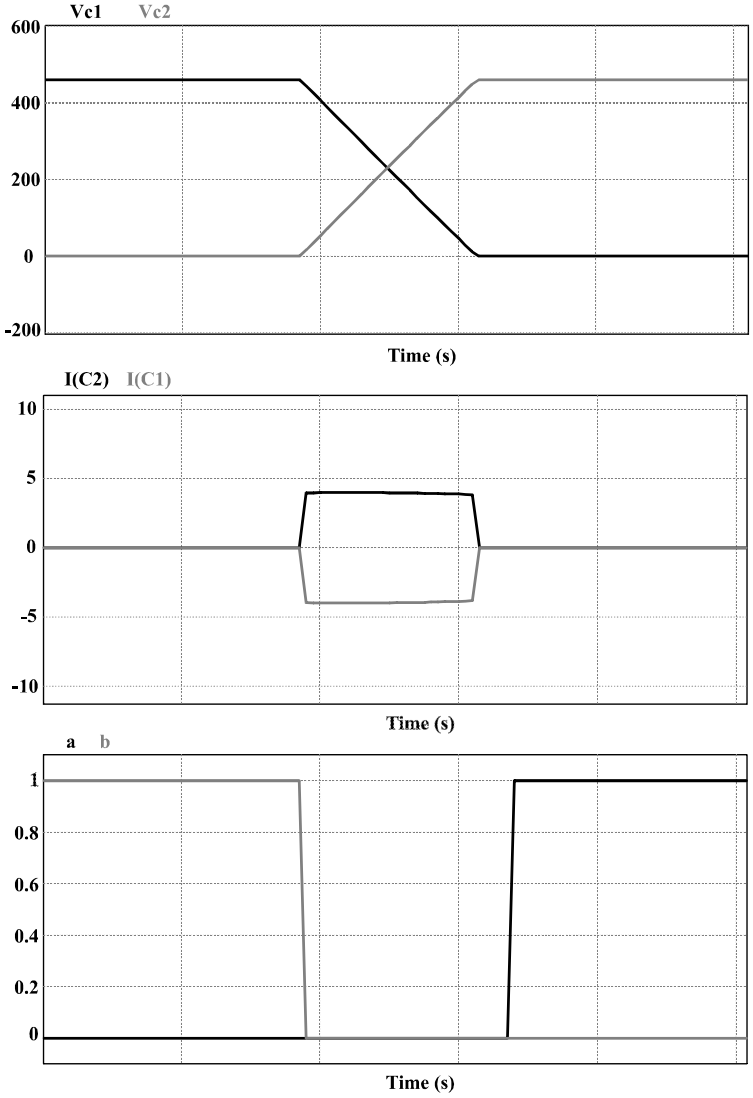
Outro ponto importante e que será objeto de análise na parte experimental, diz respeito ao tempo morto fixo sugerido ao longo de toda a faixa de variação de frequência do conversor.

Observando as simulações no processo de comutação das chaves, um dado tempo morto fixo ao longo de toda a faixa de operação do conversor pode levar a uma série de erros nos parametros de saída, uma vez que o tempo de carga e descarga desses capacitores das chaves varia de acordo com a corrente magnetizante imposta pelo dado ponto de operação do conversor.

Isso se deve ao fato de que a medida que a frequência de operação do conversor diminui a tensão sobre a impedância de magnetização aumenta, o que corresponde a elevação no valor da corrente magnetizante responsável pelo carregamento e descarregamento dos

capacitores das chaves. Quanto maior a corrente magnetizante menor será o tempo necessário para o carga e descarga do capacitores associados aos interruptores.

Figura 5.50 – Formas de onda dos capacitores C_1 e C_2 associados aos interruptores para $f_s = 94\ kHz$.

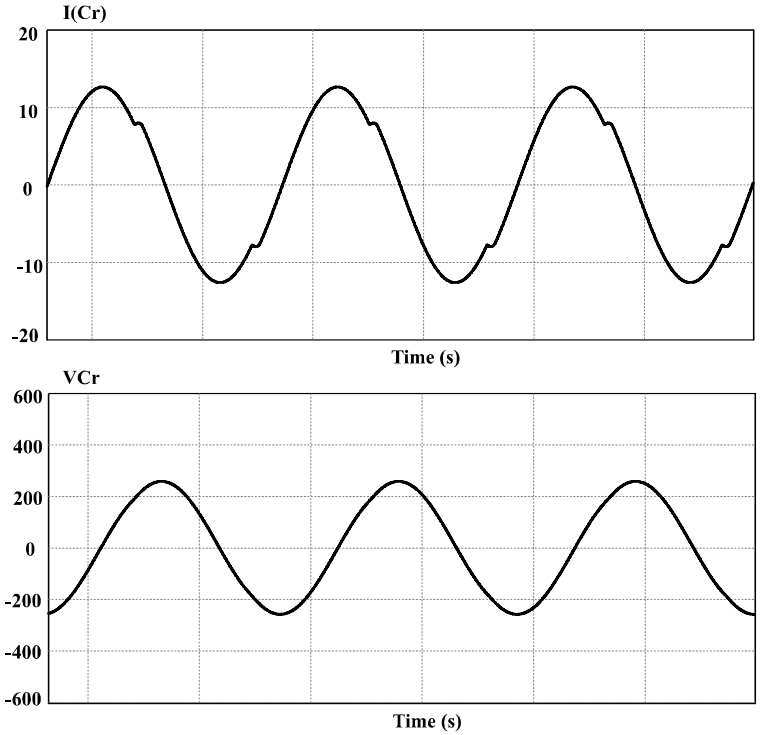


Fonte: Autor.

Na verificação dos esforços no capacitor de ressonância para frequência de comutação em 94 kHz, Figura 5.51, se constata que o algumas peculiaridades. Uma delas pela característica mais senoidal das formas de onda da corrente e tensão, uma vez que a frequencia de operação está próxima da frequência de ressonância, compativel a 100 kHz.

Apresenta ainda valores eficazes menores em relação a operação em 64 kHz, uma vez que a corrente no ramo ressonante é também por características de magnitude menor.

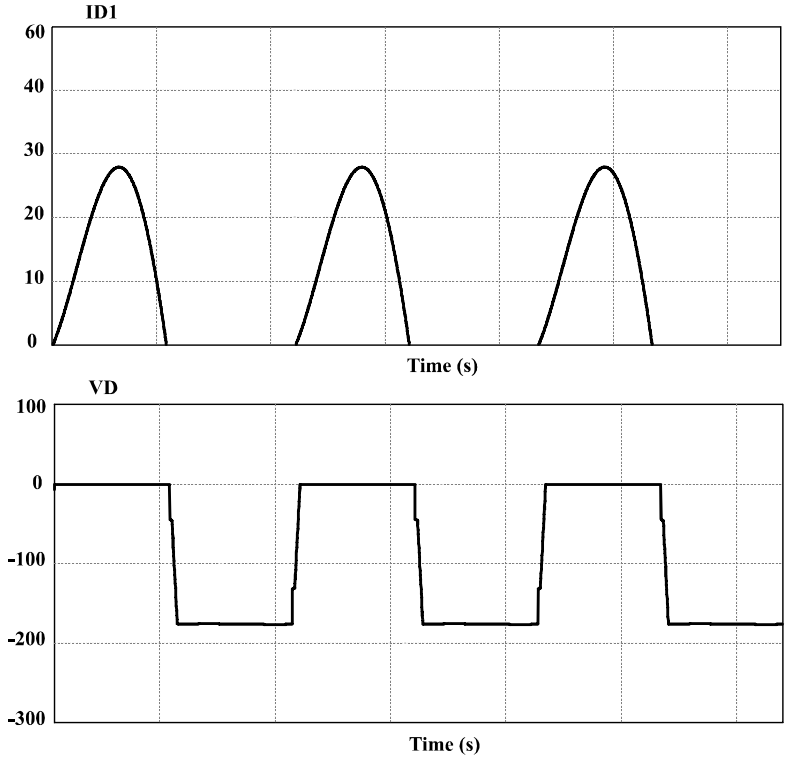
Figura 5.51 – Formas de onda da corrente e tensão no capacitor de ressonância $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Na comparação das formas de onda da Figura 5.45 e Figura 5.52 correspondente a um dos diodos da ponte retificadora, verifica-se que para que os esforços para frequência 64 kHz são maiores.

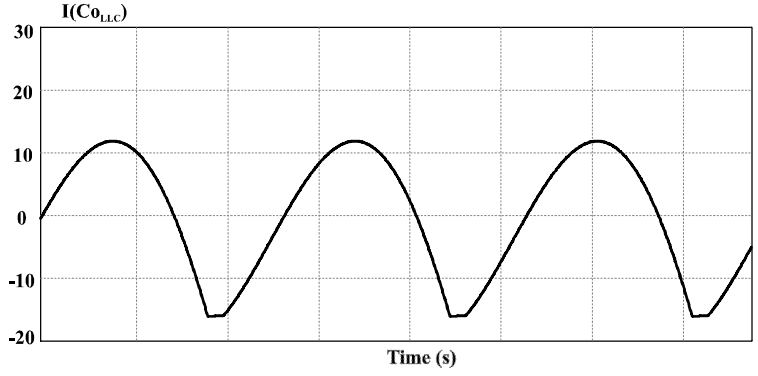
Figura 5.52 – Formas de onda da corrente e tensão em um dos diodos da ponte retificadora para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor

Assim como a verificação das formas de onda nos doidos da ponte inversora, o capacitor de barramento descreve uma magnitude menor para a frequência de comutação 94 kHz, como mostrado na Figura 5.53.

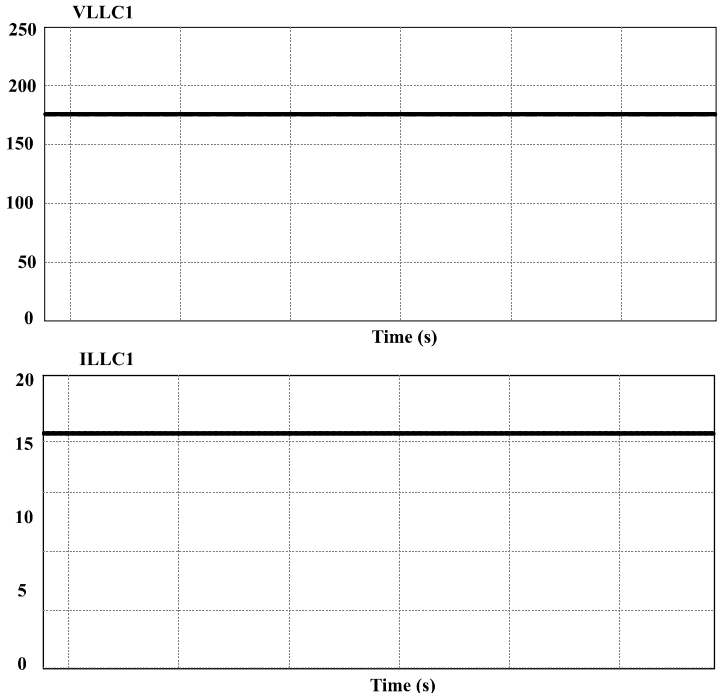
Figura 5.53 – Forma de onda da Corrente no capacitor de barramento do conversor ressonante LLC para $f_s = 94kHz$.



Fonte: Autor.

A última análise das formas de onda para f_s igual a 94 kHz está referenciada na verificação dos valores de tensão e corrente de saída do conversor ressonante LLC por meio de simulação. Como se pode comprovar por meio da Figura 5.54, a tensão mínima de projeto corresponde a 175 V para uma corrente de 16,3 A.

Figura 5.54 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor ressonante LLC para $f_s = 94\ kHz$.

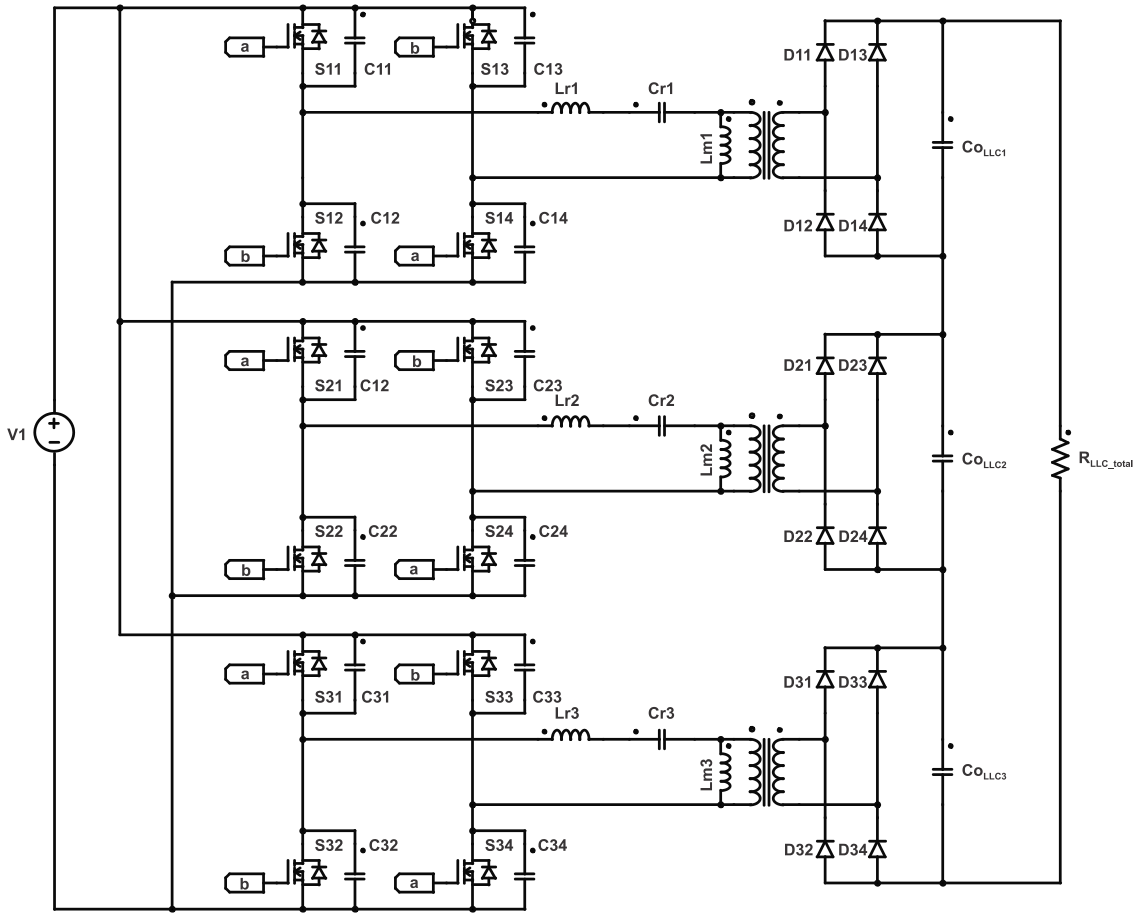


Fonte: Autor.

5.3.1.3 Formas de onda para associação dos conversores ressonantes LLC

Uma vez simulado as fronteiras de operação do conversor ressonante LLC em que se validam seus principais conceitos de comutação suave e pontos de operação, serão apresentados a seguir as principais formas de onda proveniente da associação com entrada em paralela e saída serial do conjunto de conversores, Figura 5.55.

Figura 5.55 – Associação conversores ressonantes LLC com entradas em paralelo e saída série



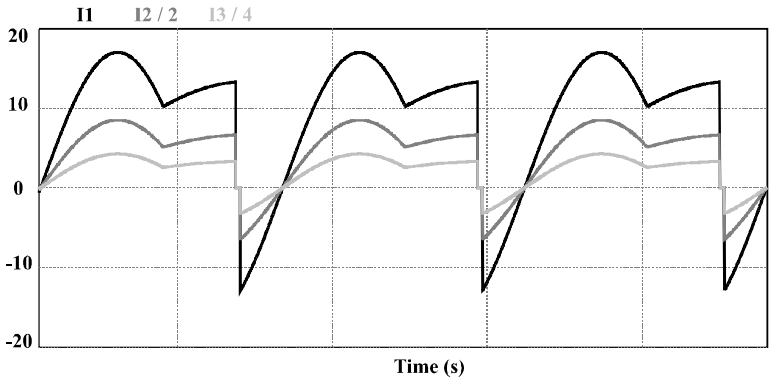
Fonte: Autor.

A validação da associação dos conversores ressonantes LLC se dará pela leitura das correntes de entrada de cada um dos três módulos e pelo somatório das tensões de saídas em série, para os casos com frequência de operação em 64 kHz e 94 kHz.

Vale afirmar que a nível de simulação foram considerados todos os componentes idealizados o que gera um balanceamento nas correntes natural das correntes de entrada, considerando que todos os conversores associados apresentem a mesma estrutura física construtiva, o que na análise experimental pode levar alguns desvios.

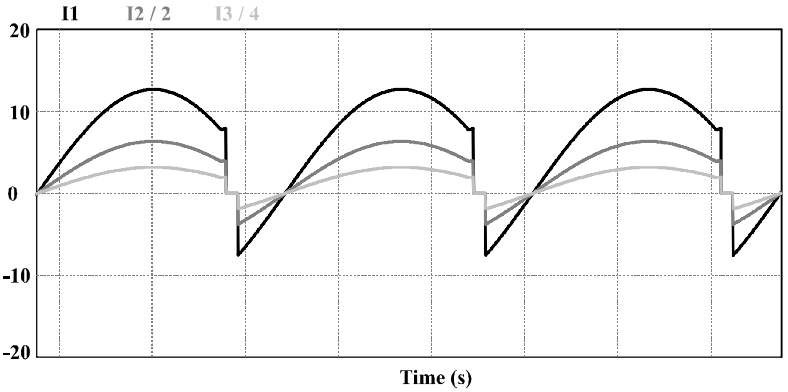
Observando a simulação resultante da composição das três correntes de entrada para ambos os casos de operação, Figura 5.56 e Figura 5.57, e levando-se em consideração a mudança de escala a fim de se ter uma maior percepção nas formas de onda, foram constatadas que para ambos os casos houve o balanceamento e o equilíbrio das correntes de entrada.

Figura 5.56 – Formas de onda da corrente elétrica na entrada dos conversores ressonantes LLC operando em $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

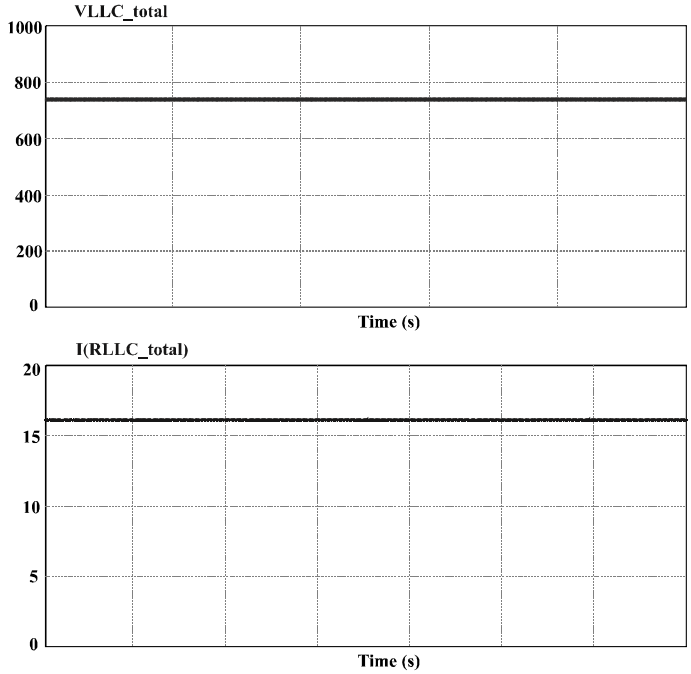
Figura 5.57 – Formas de onda da corrente elétrica na entrada dos conversores ressonantes LLC operando em $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

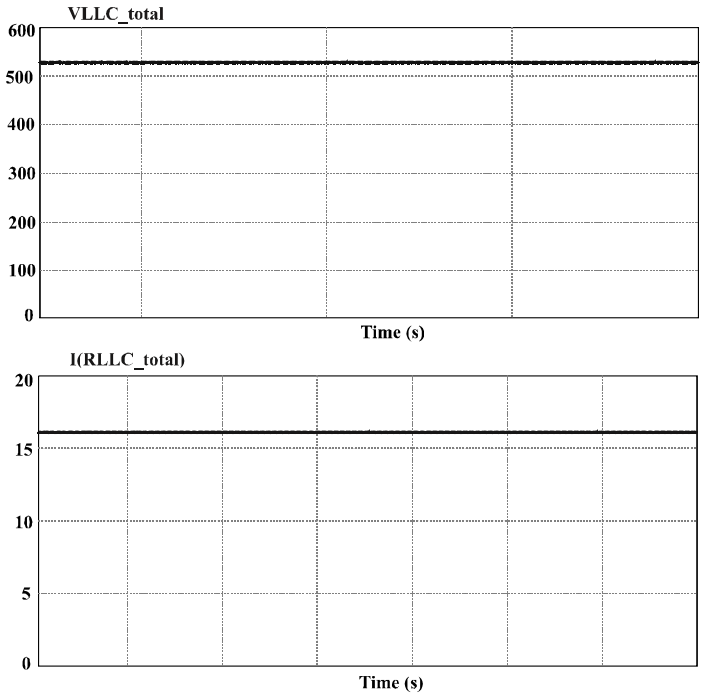
Para o caso em que se registra a tensão de saída referente a composição série dos três módulos, constata-se que para ambos os casos da frequência de operação a corrente se mantem constante a 16,3 A, sendo a tensão de saída 730,2 V para 64 kHz e 525 V para 94 kHz.

Figura 5.58 – Formas de onda da tensão e corrente de saída proveniente da associação dos três conversores operando em $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Figura 5.59 – Formas de onda da tensão e corrente de saída proveniente da associação dos três conversores operando em $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

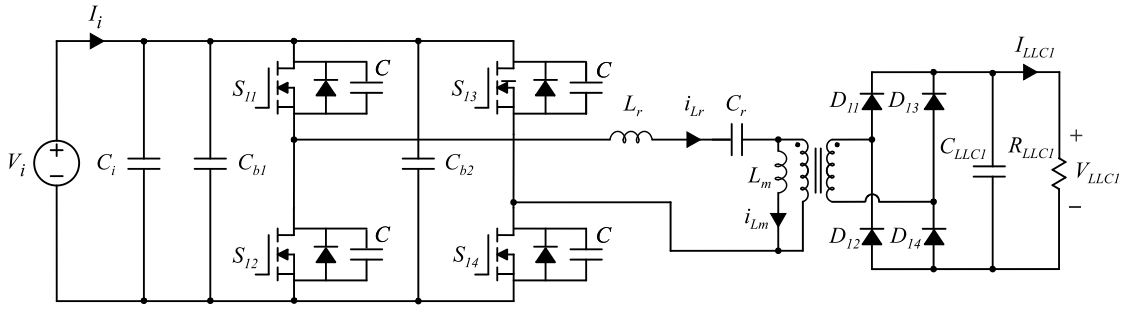
Como forma de validar os conceitos adquiridos na construção dos conversores ressonantes LLC serão apresentados o conjunto de formas de onda coletadas a partir de um dos módulos construídos. Antes, contudo, é importante apresentar peculiaridades que o experimento exige.

Uma vez que os conversores ressonantes LLC possuem sensibilidade aos efeitos de indutâncias parasitas, necessário se faz, técnicas que atenuem as IEM de forma a manter o bom funcionamento do conversor. Assim capacitores de polipropileno podem ser acrescidos ao circuito a fim de minimizarem esses efeitos nos quais surgem inerentes a estrutura física do protótipo.

Com esse objetivo foram inseridos a entrada de cada um dos módulos LLC um capacitor de 60 µF de forma a conter o surgimento de indutâncias parasitas nos fios de conexão entre módulos LLC e do retificador trifásico.

De aplicação semelhante, em cada um dos braços que compõe o conversor ressonante, foi adotado um capacitor de 4,7 µF. Esse, no entanto, teve a finalidade eliminar os efeitos de indutâncias parasitas surgidas pelo layout da própria placa de circuito impresso, que veio a ser um dos grandes problemas surgidos na validação do conversor ressonante, como será visto mais a diante.

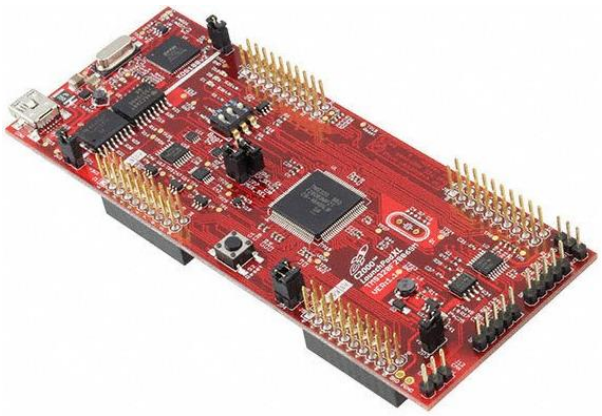
Figura 5.60 - Conversor ressonante LLC com capacitores de braço e de entrada.



Fonte: Autor.

Os sinais de comando dos interruptores foram gerados a partir de um Processador Digital de Sinais – DSP de modelo TMS320F28069M da *Texas Instruments*, na qual a rotina consta no apêndice L dessa dissertação. A partir da programação descrita, criou-se um modelo de comutação de frequência variável à *duty-cycle* fixo e igual 0,5.

Figura 5.61 – Modelo do DSP TMS320F28069M da Texas Instruments



Fonte: [71]

Como forma de melhorar o rendimento do conversor e a própria segurança durante o estágio de comutação das chaves, o programa desenvolvido é capaz de realizar a variação do tempo morto (t_m) em função da frequência de comutação (f_s). Isso permite que à medida que a frequência de operação varie para um dado ponto de operação, o tempo morto também se alterne a um valor desejado.

Para isso se fez a interpolação dos valores limites dos t_m de operação do conversor, de tal maneira que se obteve entre os extremos de comutação:

- Para $f_s = 64\ kHz$: $t_{m(64kHz)} = 550\ ns$
- Para $f_s = 94\ kHz$: $t_{m(94kHz)} = 675\ ns$

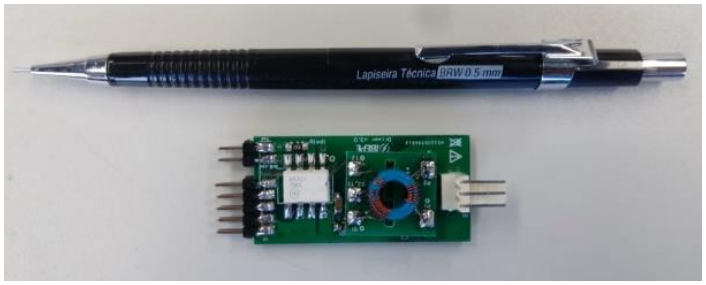
Observe que o tempo morto mínimo projetado de 350 ns não são suficientes para responder aos atrasos provenientes do circuito de interface feito por *buffers* e dos *gate drivers*. Logo, de forma a evitar comutação simultânea dos interruptores durante o período de chaveamento e que este esteja dentro de um limite que não interfira substancialmente no rendimento do conversor, o ajuste do tempo morto se faz necessário.

Para interface de potência entre os sinais gerados pelo controlador DSP e os interruptores responsáveis pela comutação do conversor, se utilizou um gate driver (Figura 5.62) projetado pelos engenheiros do Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis – IBEPE e que consta seu *layout* e componentes no apêndices I e J.

Acrescidos a esse, um circuito de condicionamento com *buffers* presente nos apêndices G e H e uma fonte auxiliar, tendo por função fornecer a tensão e corrente necessária para o acionamento dos *gate drivers*.

Características como isolação entre o sinal de comando do DSP, tensão de saída definida pelo número de espiras do transformador isolador, simples construção e baixo custo, contribuíram para a escolha desse *gate driver* que consta presenta na Figura 5.62.

Figura 5.62 - *Gate driver* utilizado nos interruptores do conversor ressonante LLC



Fonte: Autor.

De acordo com o número de espiras sugeridas, a tensão de saída para condução e bloqueio dos interruptores será de 15 V para a entrada em condução e -3 V para o estado de bloqueio forçado das chaves.

Para a validação de operação do conversor ressonante LLC foi adotada uma potência correspondente a aproximadamente metade da potência nominal para cada ponto de teste do conversor. Sendo possível graças a associação de um conjunto de cargas resistivas que juntas equivalem a 32Ω, e que teriam por finalidade a emulação do conjunto de baterias, objetivo pelo qual se motiva esse projeto.

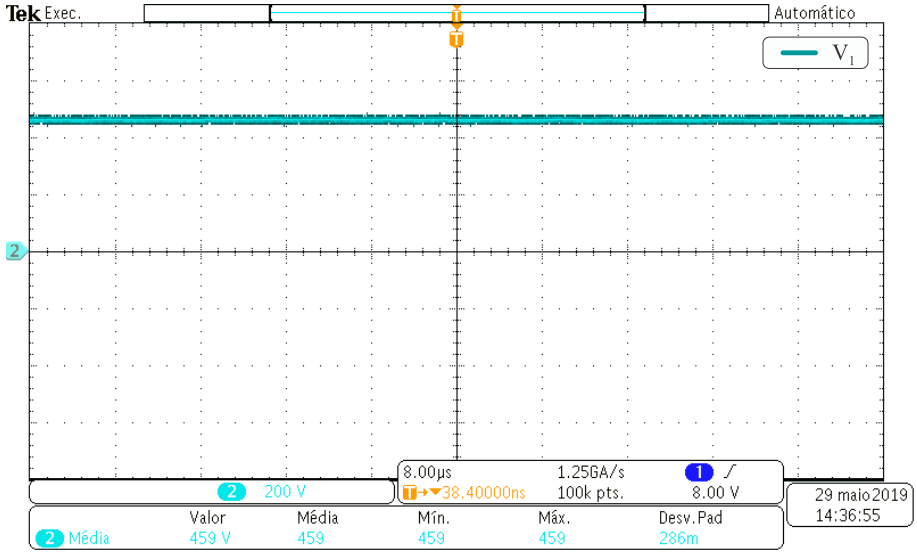
As formas de onda que seguem foram separadas pelos limites de operação do conversor. Como visto em simulação, a frequência de operação correspondente a 64 kHz é capaz de gerar uma tensão de saída equivalente a 245 V e para uma operação em 94 kHz a tensão corresponde a 175 V, para cada um dos módulos correspondentes ao conversor ressonante LLC.

Pelo volume das formas de onda produzidas para validação, motivou-se a apresentar separadamente os extremos de operação, a começar pela frequência de 64 kHz.

5.4.1 Formas de onda experimentais para operação em 64 kHz

A Figura 5.63 e Figura 5.64 descrevem as formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor ressonante LLC. Observa-se que o valor da tensão se entrada corresponde a aproximadamente 460 V, como definido em projeto.

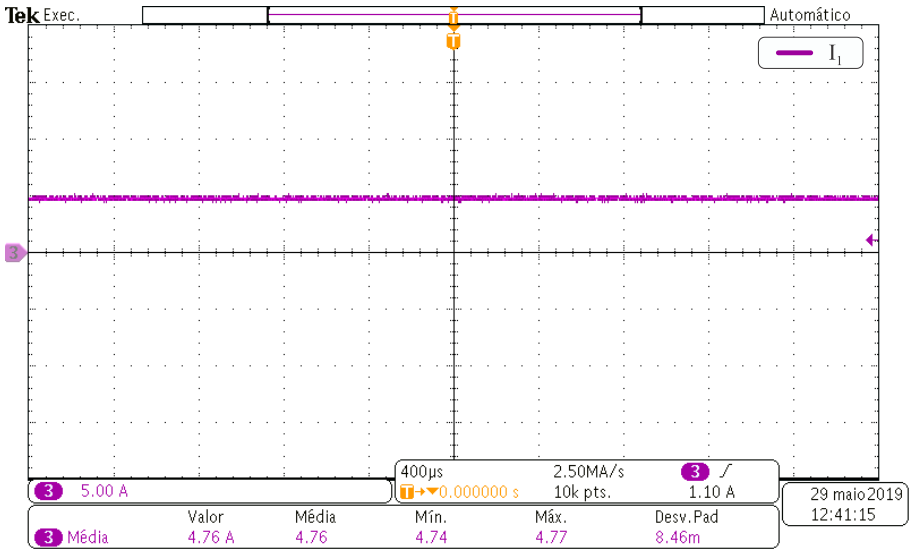
Figura 5.63 – Tensão de entrada do conversor ressonante LLC para frequência $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

A corrente de entrada tem a forma de onda descrita pela Figura 5.64 e tem magnitude definida pela potência processada do conversor que para esse ponto equivale a aproximadamente a 2,2 kW e uma tensão de entrada, Figura 5.63, de 458 V.

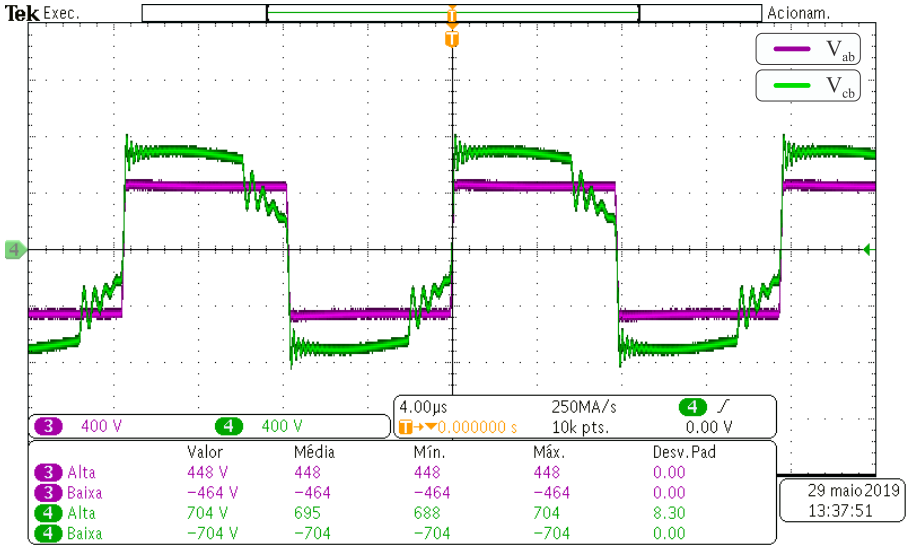
Figura 5.64 – Corrente de entrada do conversor ressonante LLC para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

As formas de onda mensuradas de V_{ab} e V_{cb} são descritas na Figura 5.65. É possível observar que estas validam as formas de onda propostas em simulação e as apresentadas como fundamentação desse trabalho.

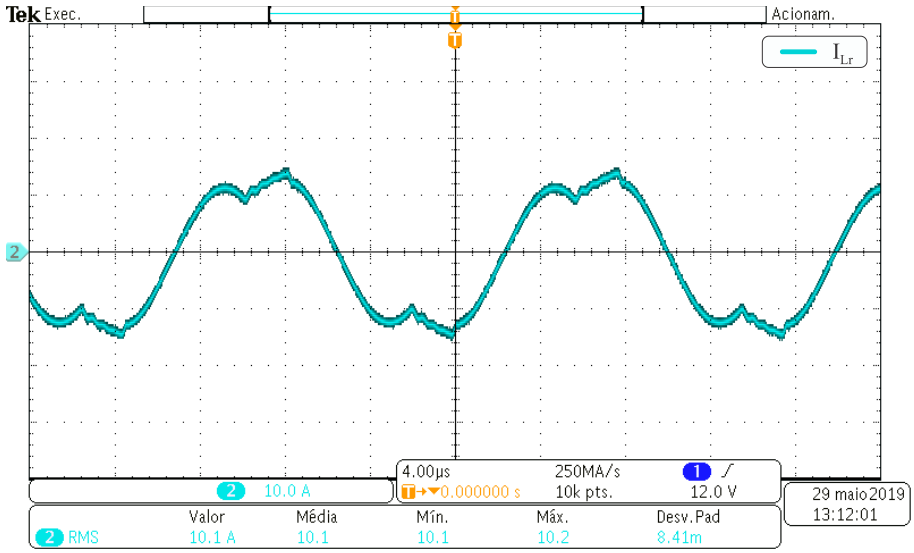
Figura 5.65 – Tensões V_{ab} e V_{cb} para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

A corrente no circuito ressonante do conversor mostrada na Figura 5.66 e que corresponde a mesma corrente no capacitor e indutor de ressonância se assemelham as formas de onda abstraídas em simulação. Vale destacar que pela distância entre a frequência de ressonância o circuito tende a possuir características menos senoidais e por consequência gerar alguns erros nos cálculos advindos da aproximação de primeira harmônica.

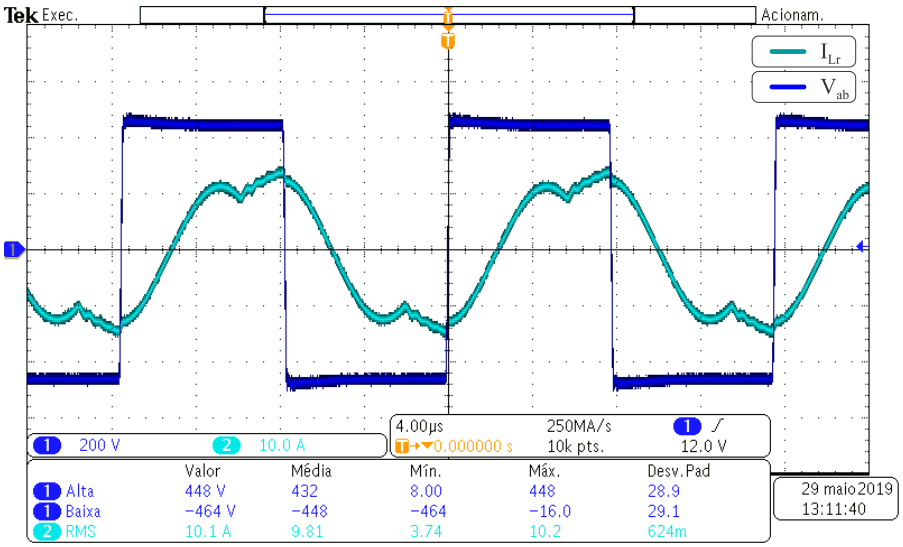
Figura 5.66 – Corrente I_{Lr} para $f_s = 64\ kHz$



Fonte: Autor.

A corrente no circuito ressonante e da tensão de saída da ponte inversora V_{ab}, presentes na Figura 5.67, teve como objetivo verificar o defasamento da corrente em relação a tensão, característica típica de circuito indutivo, no qual se torna importante para a atuação do conversor na região de comutação suave por ZVS.

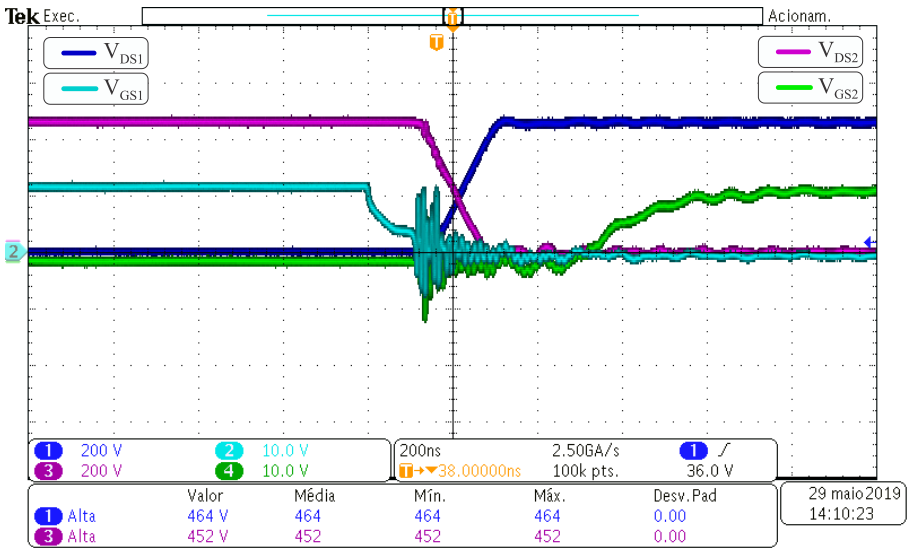
Figura 5.67 – Tensão V_{ab} e Corrente no circuito ressonante para $f_s = 64\ kHz$



Fonte: Autor.

Um dos grandes objetivos para a escolha do conversor ressonante LLC diz respeito ao fato de operar em comutação suave por uma grande faixa valores de frequência, o que corresponde a uma larga faixa de variação de tensão de saída. Ao analisar a Figura 5.58 constata-se que não há presença de sobre tensões nos sinais de condução e bloqueio dos interruptores, ficando ambas as tensões V_{DS} com valores próximos a tensão de entrada do conversor.

Figura 5.68 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e seus sinais de gatilho para $f_s = 64\ kHz$.

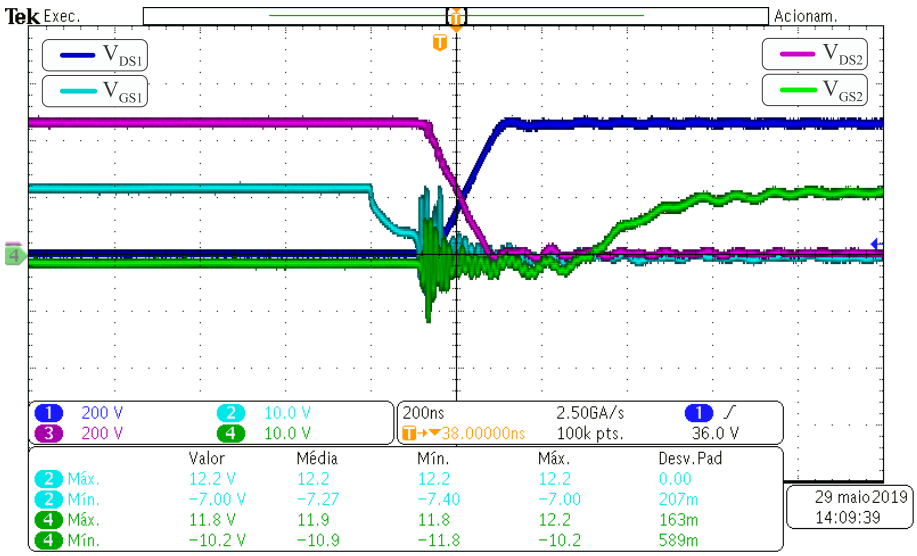


Fonte: Autor.

Contudo, os sinais de comando dos interruptores, visto em função de V_{GS}, sofreram deformação oriundo de ruídos de alta frequência que sobrepõem seus sinais, o que pode causar a comutação de ambas as chaves de um braço da ponte inversora ou mesmo romper os limites das tensões de comando das chaves escolhidas.

Na Figura 5.69 foram coletados os valores de tensão de comando nos terminais *Gate* e *Source* dos interruptores do mesmo braço que se aferiu a leitura das tensões de condução e bloqueio. Os valores presentes são considerados elevados, principalmente os de valores negativos, o que pode causar danos a estrutura do conversor. Pensando nisso e como forma de atenuar essas interferências, foram inseridos capacitores de polipropileno em cada um dos braços da ponte inversora, porém não se teve grandes percepções de melhoria na atenuação dos ruídos.

Figura 5.69 - Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e os valores máximos e mínimos de gatilho para $f_s = 64\ kHz$.

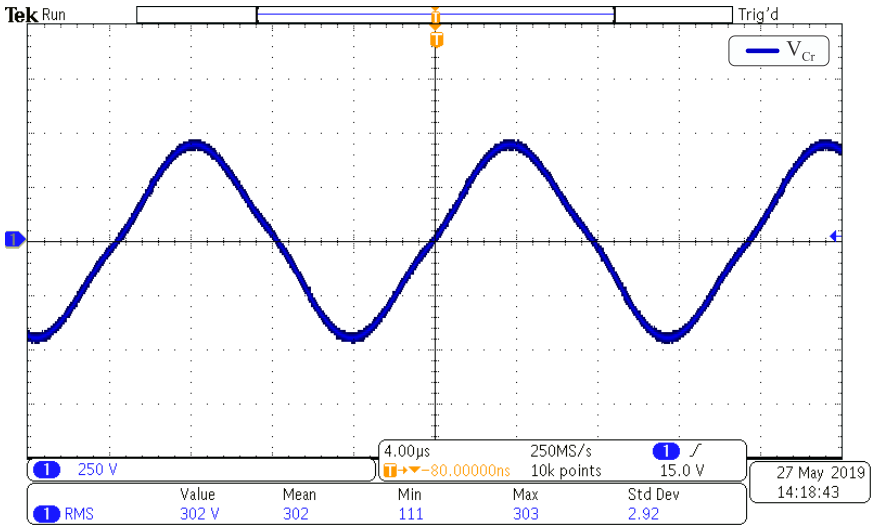


Fonte: Autor.

Como forma de corresponder às formas de onda simuladas e experimentais da associação de capacitores que caracterizam o capacitor de ressonância, foi verificado a forma de onda da tensão em seu conjunto equivalente. Através da Figura 5.70, onde se observa a aproximação de sua forma de onda por características senoidais.

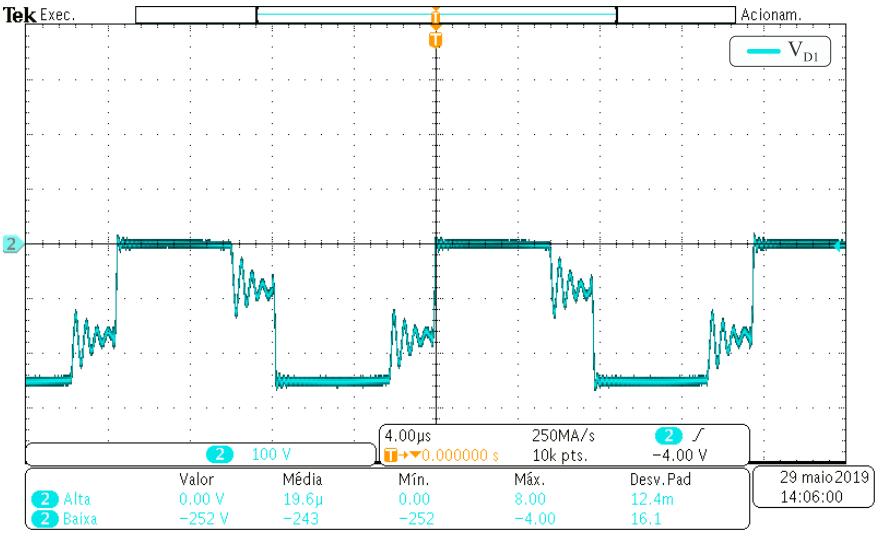
Pela complexidade de se medir a corrente de condução dos diodos da ponte retificadora optou-se por discorrer apenas sobre a tensão de condução e bloqueio dos diodos, estando presente na Figura 5.71. Conforme a leitura dos valores um dos diodos medidos, é possível ver que a tensão de bloqueio corresponde à mesma tensão de saída do conversor.

Figura 5.70 – Tensão sobre a associação correspondente ao capacitor C_r para $f_s = 64\ kHz$



Fonte: Autor.

Figura 5.71 – Tensão sobre um dos diodos da ponte retificadora para $f_s = 64\ kHz$

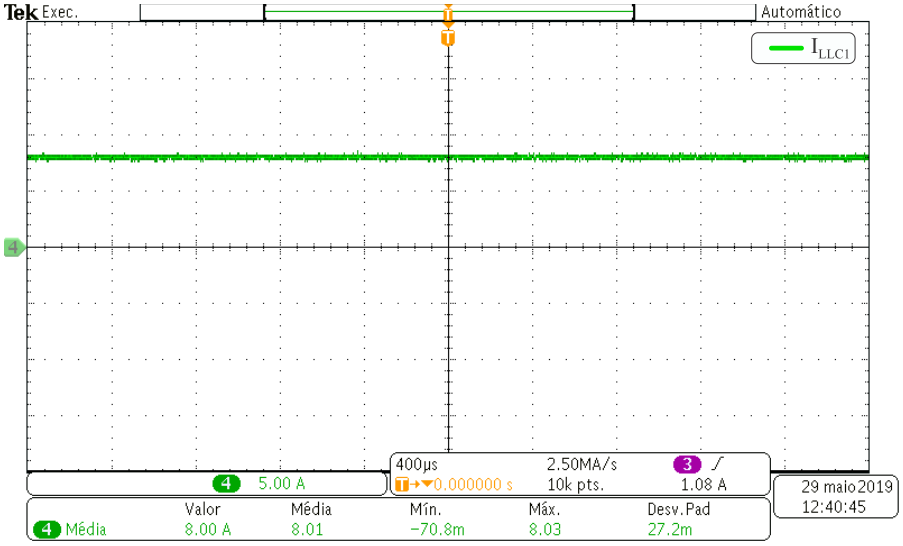


Fonte: Autor.

As contribuições das formas de onda presentes na Figura 5.72 e Figura 5.73 reforçam a validação de operação do conversor. Uma vez que se analise o conversor em malha aberta, pequenas variações no resultado dos valores de tensão e corrente na saída são tipicamente normais, o que reforça a importância de um sistema de controle que corrija essas distorções e assim atenda às características a carga proposta.

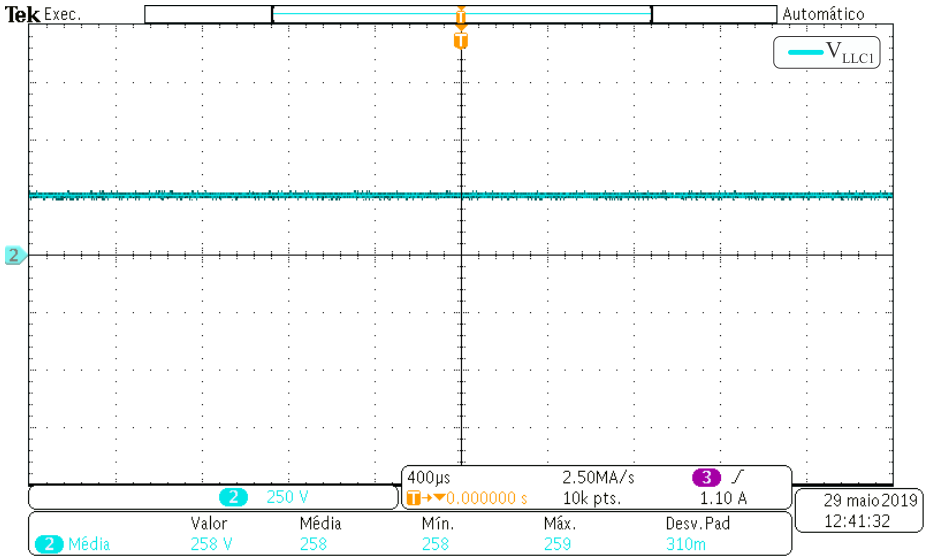
Para a frequência de 64 kHz a tensão de saída desejada para um dos conversores é de 245 V e dado que a carga na saída do conversor é constante e igual a 32 Ω. Os valores obtidos em experimentação de 258 V e 8 A para a tensão e corrente de saída são ditas satisfatórias.

Figura 5.72 – Corrente de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Figura 5.73 – Tensão de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $f_s = 64\ kHz$.

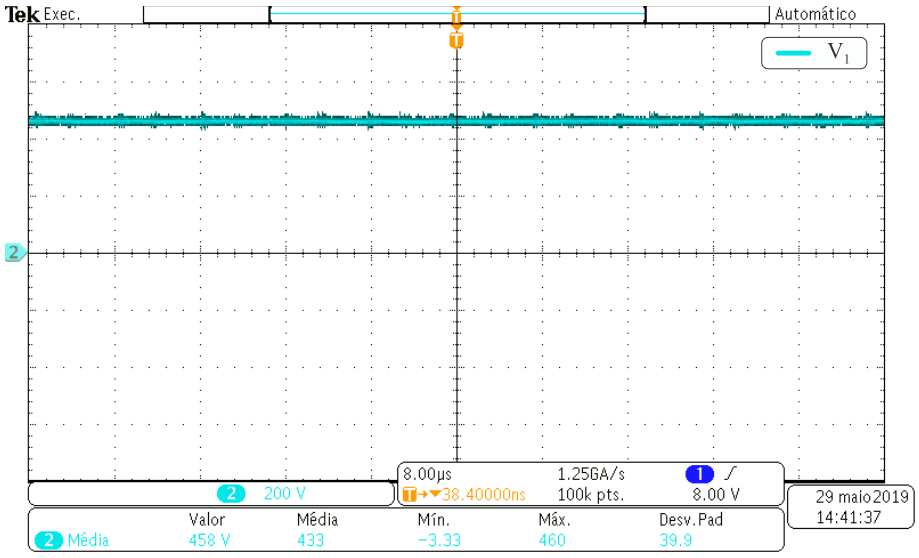


Fonte: Autor.

5.4.2 Formas de onda experimentais para operação em 94 kHz

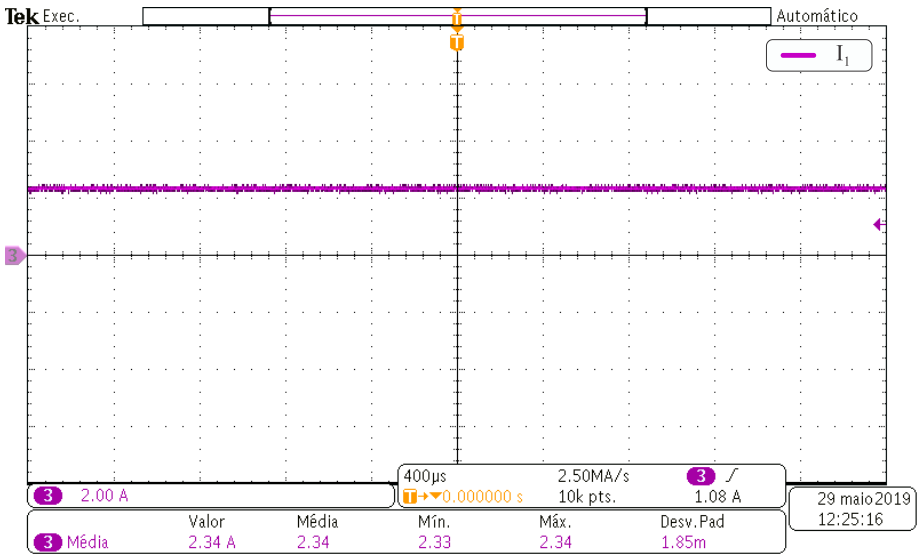
De forma semelhante a operação de 64 kHz serão analisadas as formas de onda para a frequência de 94 kHz. Submetida as mesmas condições de teste, o conversor ressonante LLC terá como fonte de entrada uma tensão de 460 V aproximadamente, o que corresponde a uma corrente de entrada de 2,34 A, ambos descritos como segue:

Figura 5.74 – Tensão de entrada do conversor ressonante LLC para frequência $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Figura 5.75 - Corrente de entrada do conversor ressonante LLC para $f_s = 94\ kHz$

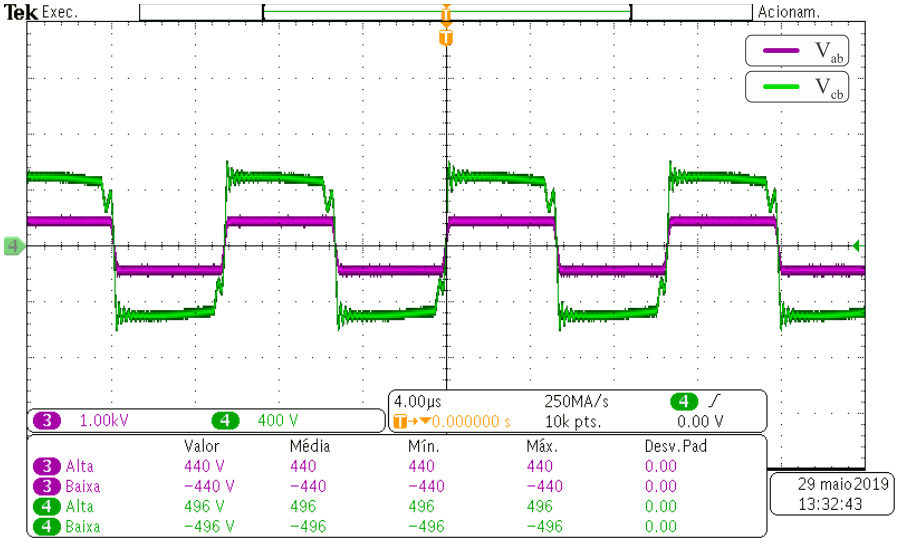


Fonte: Autor.

Um comparativo importante entre as formas de onda Tensões V_{ab} e V_{cb} com o aumento da frequência, diz respeito a diminuição as distorções na tensão no primário do transformador, como é possível notar pela análise das formas de onda entre a Figura 5.65 e Figura 5.76.

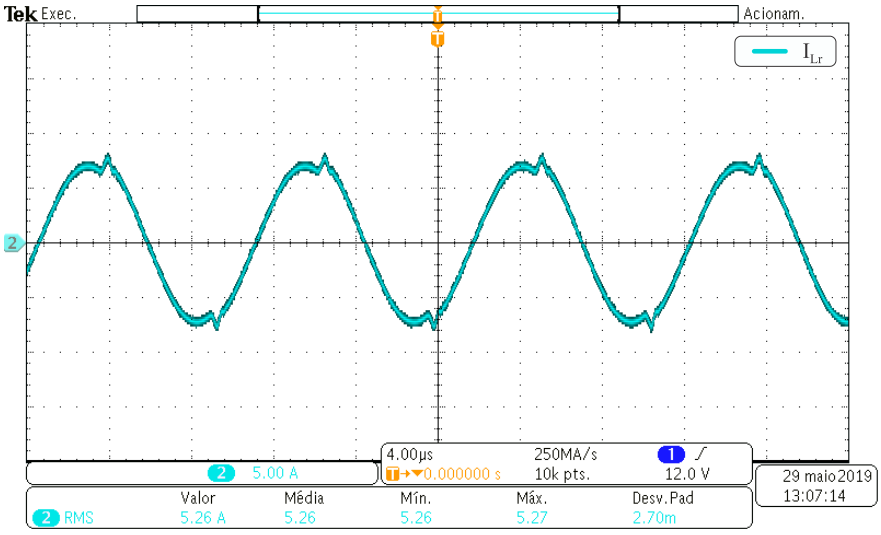
De maneira semelhante é possível constatar que a medida que a frequência de comutação se aproxima da frequência de ressonância a característica da corrente no circuito tanque ressonante se aproxima cada vez mais de sua componentes fundamental, como mostrado na Figura 5.77.

Figura 5.76 – Tensões V_{ab} e V_{cb} para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Figura 5.77 – Corrente I_{L_r} para $f_s = 94\ kHz$

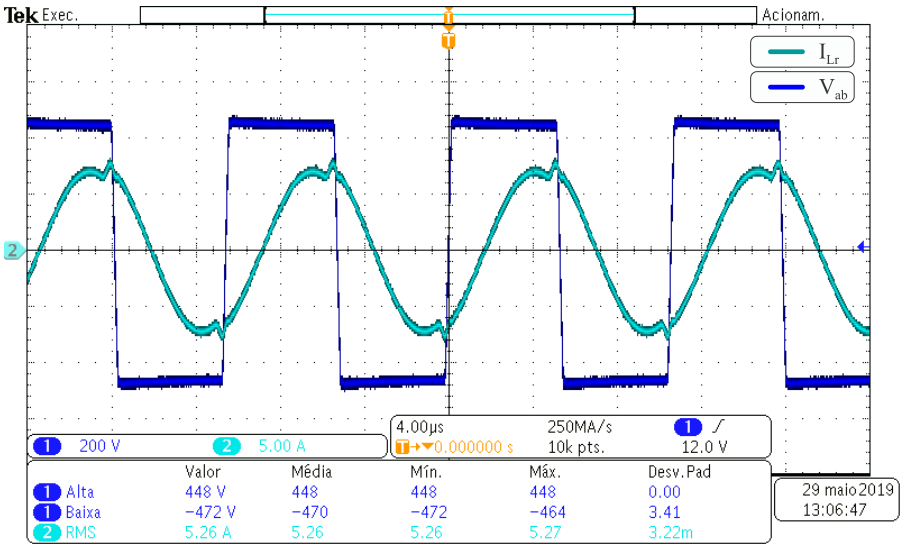


Fonte: Autor.

Para ambos os casos descritos anteriormente, o motivo dessa aproximação se deve ao fato da diminuição da contribuição da corrente magnetizante imposta ao circuito durante o tempo morto, responsável pelo descarregamento dos capacitores associados as chaves para a comutação suave do conversor.

Assim como para a frequência de 64 kHz, a Figura 5.78 explicita a defasagem entre a corrente no circuito tanque ressonante e a tensão de saída da ponte inversora. Fica evidente notar que a corrente permanece atrasada em relação a tensão, o que se afirmar que o circuito permanece com características indutivas e operando em comutação suave ZVS durante essa faixa de operação do conversor.

Figura 5.78 - Tensão V_{ab} e Corrente no circuito ressonante para $f_s = 94kHz$.

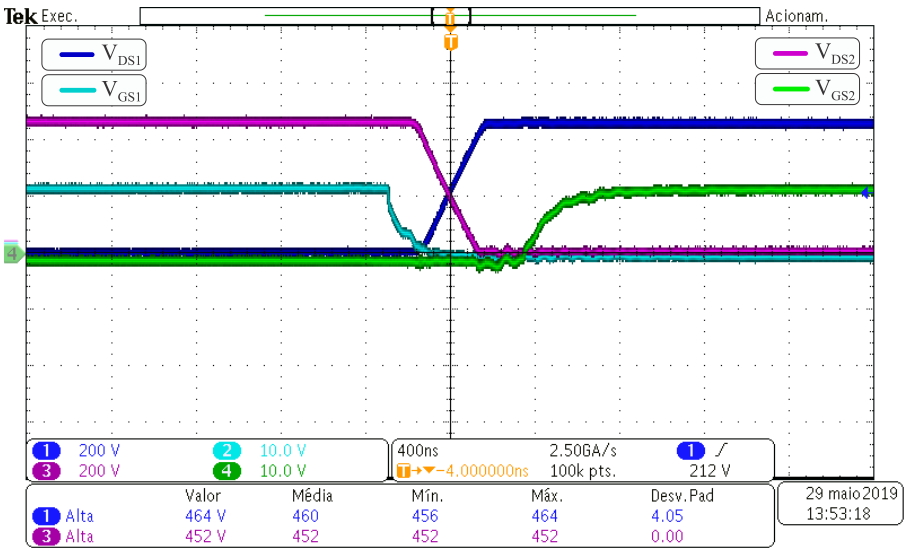


Fonte: Autor.

A sequência das formas de onda presentes na Figura 5.79 e Figura 5.80 levam a afirmar que o conversor continua a operar em comutação suave ZVS, não constando qualquer sobre sinal durante o período de comutação dos interruptores medidos em um dos braços.

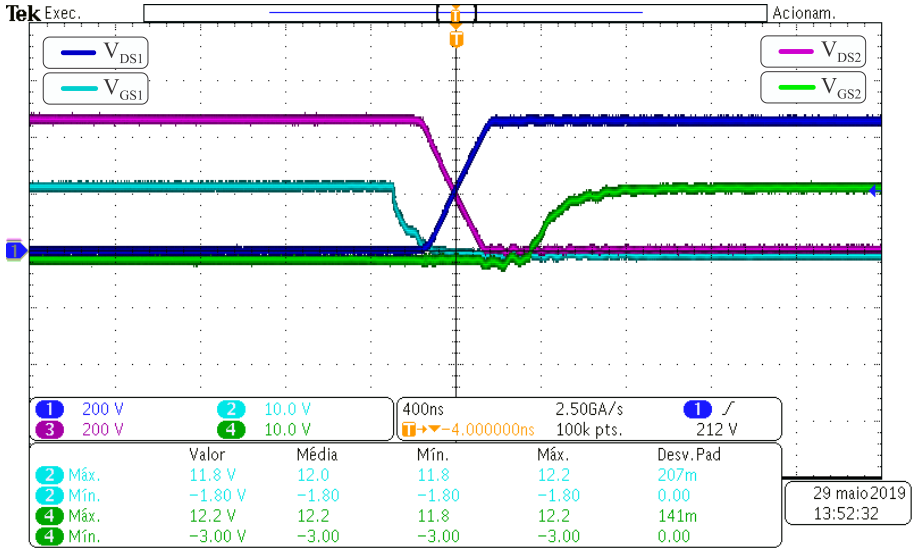
Vale destacar, no entanto, que o ruído de alta frequência sobre o sinal de comando dos interruptores ficou bastante atenuado devido ao aumento da frequência, isso porque a potência processada pelo conversor diminuiu, comprovando que o circuito de comando dos interruptores está sofrendo influência do circuito de potência durante o estágio de comutação.

Figura 5.79 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e seus sinais de gatilho para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

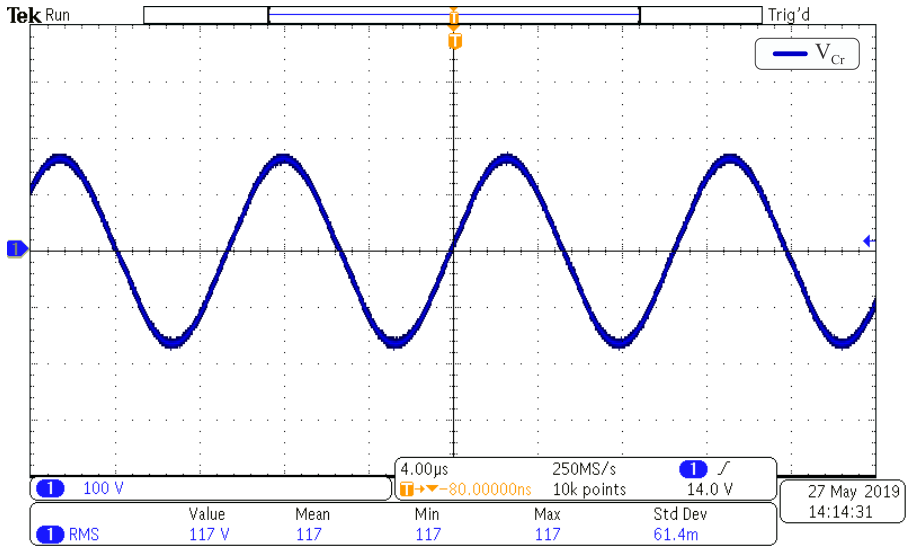
Figura 5.80 – Tensões nos interruptores de um dos braços da ponte inversora e os valores máximos e mínimos de gatilho para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Como a análise já descrita, por operar mais próximo da frequência de ressonância as características e formas de onda do conversor tendem a ser mais senoidais. Outro exemplo dessa validação consta na Figura 5.81 em que a tensão no conjunto de capacitores que correspondem ao capacitor de ressonância tem características mais senoidais que a vista na frequência de 64 kHz.

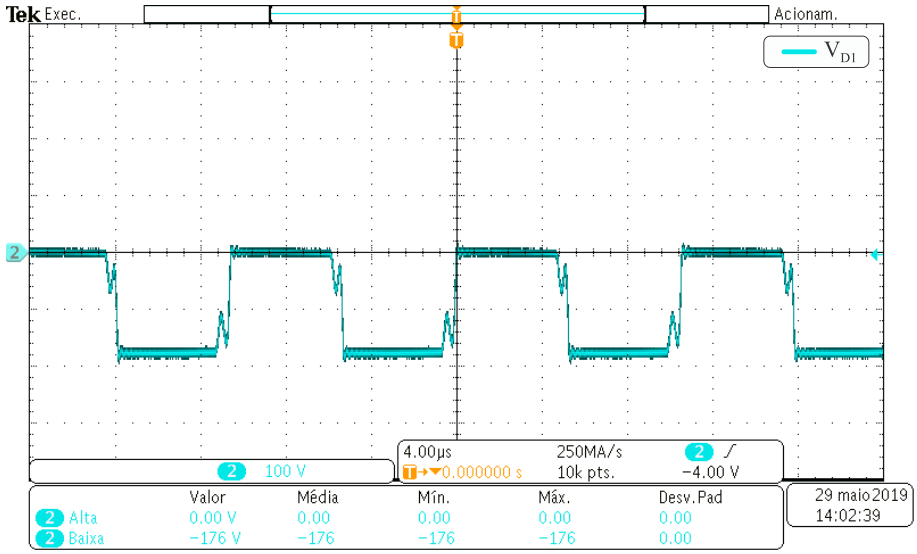
Figura 5.81 – Tensão sobre a associação correspondente ao capacitor C_r para $f_s = 94\ kHz$



Fonte: Autor.

Na tensão sobre um dos diodos da ponte inversora constata-se que a tensão de reversa de bloqueio permanece sendo a tensão de saída do conversor.

Figura 5.82 – Tensão sobre um dos diodos da ponte retificadora para $f_s = 94\ kHz$



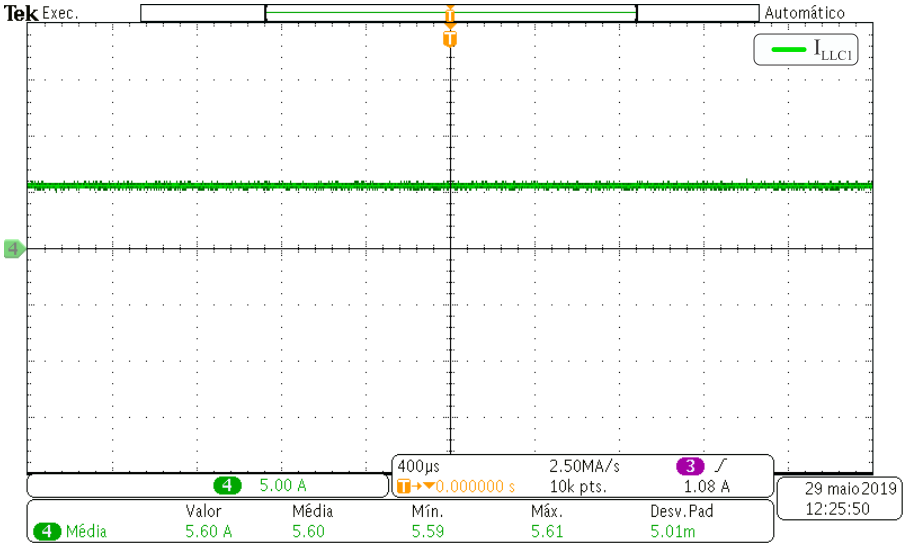
Fonte: Autor.

Uma característica importante ainda sobre o bloqueio dos diodos se relaciona ao fato de não haver picos de tensão reversa, motivo que surge pelo próprio perfil do conversor ressonante LLC, em que os diodos na saída do conversor bloqueiam com corrente nula, ou seja, há bloqueio natural dos diodos durante sua comutação, diminuído suas perdas e aumentando o rendimento do conversor.

Por fim, a seguir foram postas as formas de onda da corrente e tensão de saída de um dos conversores ressonantes. Pela definição a carga proposta equivalente a 32 Ω, e sabido que a tensão de saída deve ter seu valor de 185 V, nota-se que o valor da corrente de saída, Figura 5.83, possui correspondência.

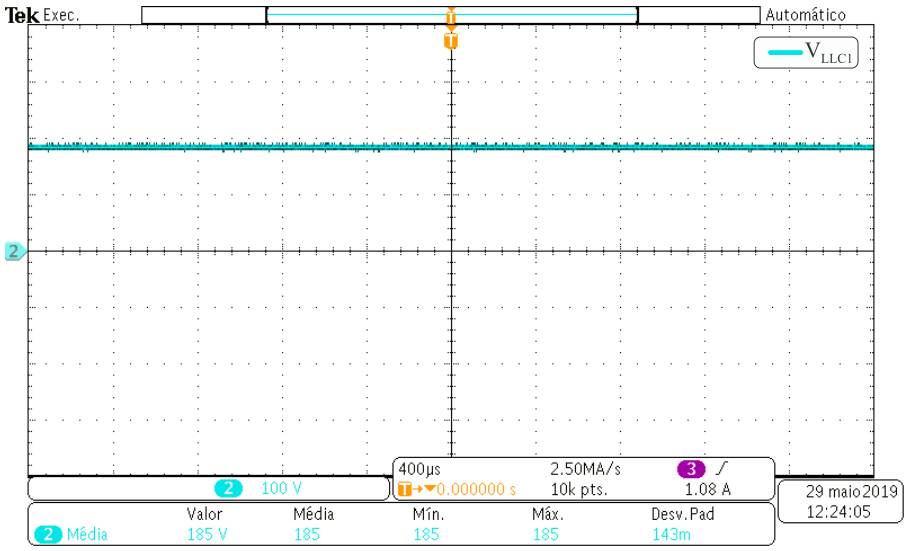
Vale notar que a variação entre a tensão de saída vista pela leitura Figura 5.84, está próximo do valor desejado de 175 V. Porém, a essa diferença reforça a implementação do controle do conversor como forma de aproximar o valor desejado na saída do conversor ao valor projetado.

Figura 5.83 – Corrente de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Figura 5.84 – Tensão de saída de um dos conversores ressonantes LLC para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

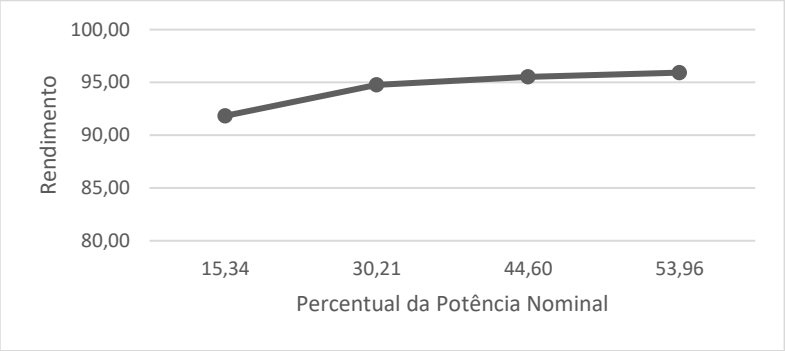
5.4.3 Rendimento do conversor ressonante LLC

A análise do rendimento para o estágio CC-CC se concentrará em um dos conversores ressonantes LLC e será possível pelo uso do analisador de potência *Power Analyser* e sua plataforma dedicada pelo software *PWRVIEW Analysis*, assim como visto na análise de rendimento do retificador trifásico.

Pela análise experimental descrita, os interruptores apresentaram durante seu estágio de comutação uma componente de alta frequência oriunda da interferência do circuito de potência sobre o circuito de comando, o que pode ocasionar danos a estrutura do carregador proposto. Por isso, assegurando essa afirmação, o teste do conversor limitou-se a potência máxima de 2,2 kW, o que corresponde a aproximadamente a metade da potência nominal do conversor.

Com base nessa premissa, a extração do rendimento conversor em função da percentual potência nominal pode ser vista de acordo com a Figura 5.85.

Figura 5.85 – Rendimento do conversor ressonante LLC em função da potência nominal.



Fonte: Autor.

Como se observa o rendimento do conversor ressoante LLC tem características crescentes à medida que se eleva o nível de potência processada. Com rendimento maior anotado de 0,96 para uma potência de 2,2 kW, representa um fator importante ao se desejar trabalhar em potencias elevadas para carregamento de baterias.

5.4.4 Formas de onda experimentais do carregador de baterias

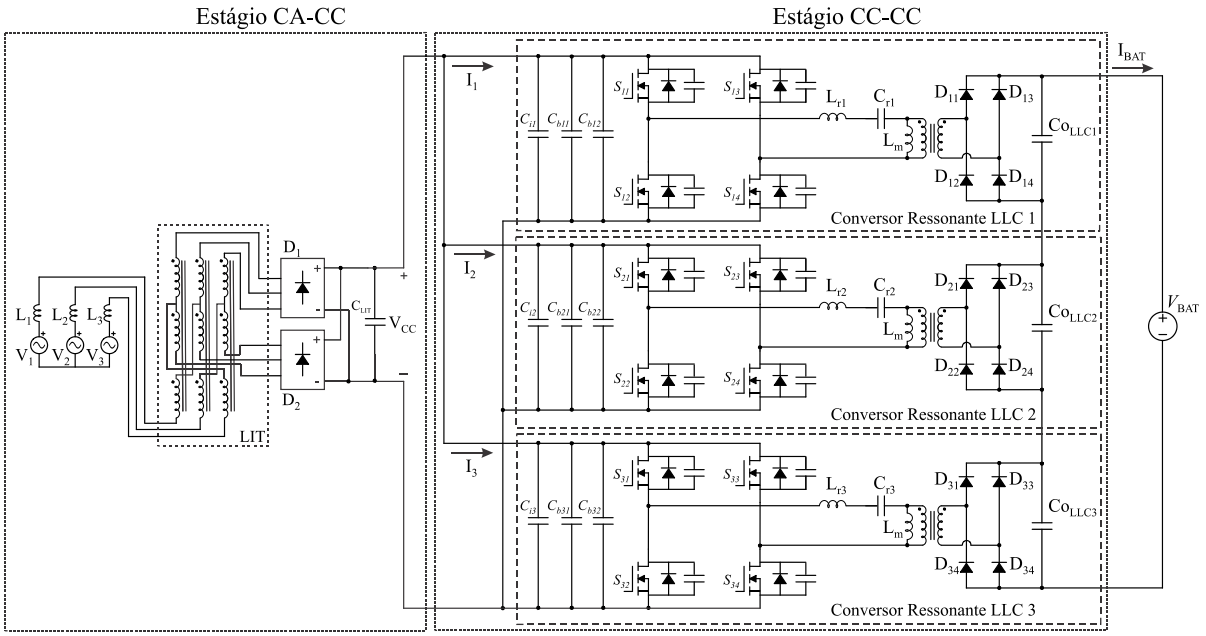
Uma vez avaliado separadamente os dois estágios que compõem o carregador de baterias, será descrito as principais formas de onda provenientes da associação das etapas CA-CC e CC-CC deste conversor. Para tanto foram utilizadas estratégias de forma a suavizar a partida inicial de operação, bem como do alcance nominal da tensão de entrada do carregador de baterias.

Para a validação do estágio de potência do carregador de baterias se utilizou um *variac* com potência limite de 9 kW, para atingir a tensão de linha na entrada do retificador trifásico igual a 380 V e assim evitar a subtensões inerentes a própria rede trifásica.

A saída do carregador projetado será conectada a um conjunto de cargas resistivas que juntas terão um valor equivalente a 92 Ω, tendo por finalidade emular o arranjo de baterias que se destina o projeto.

A seguir serão expostas as formas de onda coletas do carregador projetado experimentalmente. Na Figura 5.86 é apresentado a estrutura completa do carregador montado e suas principais variáveis que serão medidas.

Figura 5.86 - Carregador de Baterias



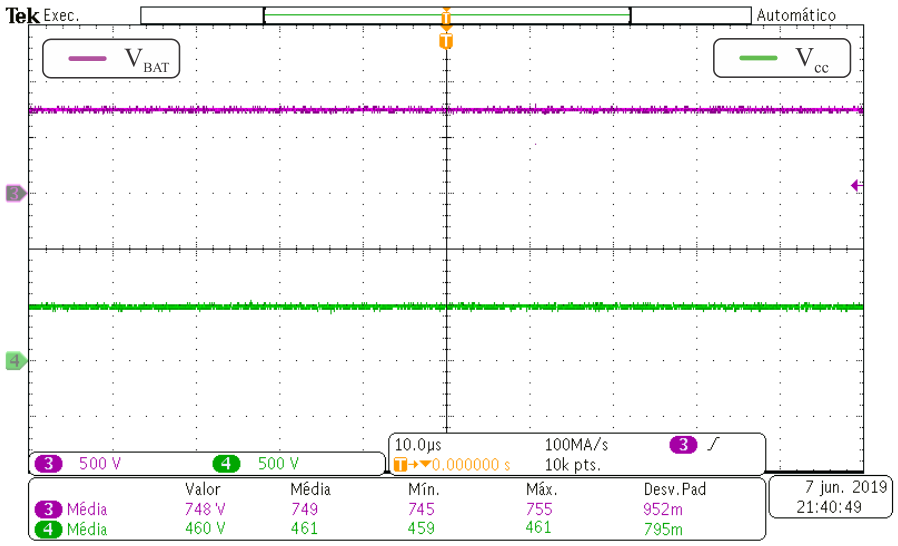
Fonte: Autor.

Como grandezas mensuradas serão medidas as correntes de entrada em cada um dos módulos ressonantes LLC (I_1, I_2, I_3), bem como a tensão de saída do barramento CC V_{CC} e a tensão e corrente na saída (V_{BAT}, I_{BAT}) do carregador.

5.4.5 Formas de onda experimentais do carregador de baterias em 64 kHz

As primeiras formas de onda apresentadas e que constam na Figura 5.87, correspondem a tensão no barramento CC do retificador trifásico e a tensão de saída do carregador que se caracteriza pela tensão proveniente da associação série dos módulos ressonantes. Uma vez que a tensão desejada corresponde a 730,4 V e a tensão na saída do carregador medida foi equivalente 748 V para essa frequência de operação é possível perceber que é possível atingir a tensão desejada em projeto pela regulação fina da frequência de comutação do projeto.

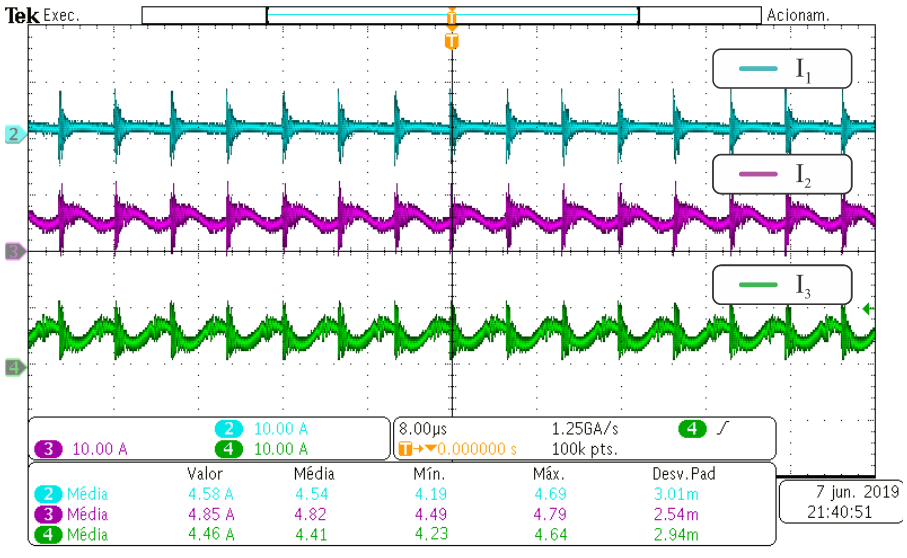
Figura 5.87 – Tensão do barramento CC e tensão na saída da associação de conversores para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Outro ponto importante nos resultados do projeto, diz respeito as correntes de entrada dos módulos ressonantes. De acordo com a Figura 5.88 é notório a análise de que apesar de um leve desbalanceamento, os módulos se constituem de grande semelhança construtiva, uma vez que existe grande proximidade em suas magnitudes por valores médios.

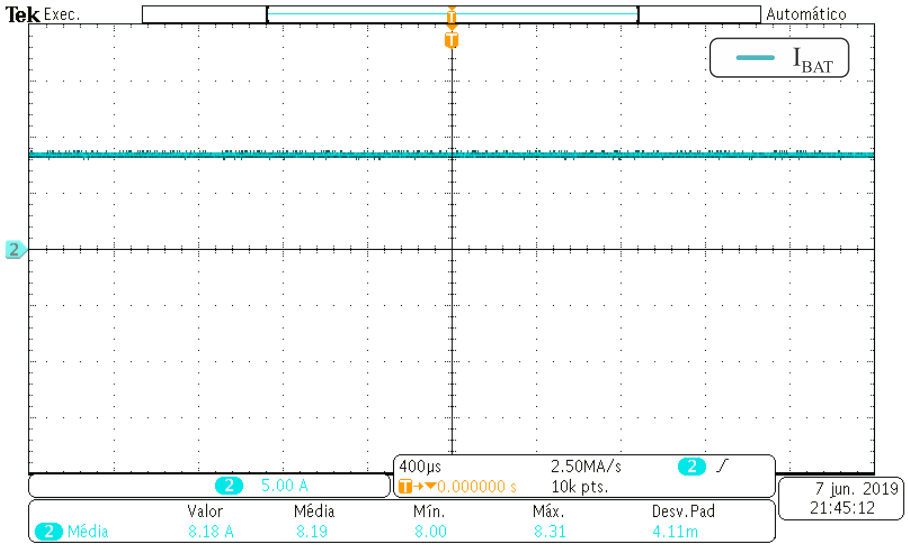
Figura 5.88 - Correntes de entrada de cada conversor LLC associado para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Submetida a uma tensão como descreve a Figura 5.87 e a uma resistência de saída tida como constante e igual a 92 Ω, a corrente medida da saída do sistema de carregamento pode ser então mostrada na Figura 5.89.

Figura 5.89 - Corrente de saída da associação dos conversores ressonantes para $f_s = 64\ kHz$.



Fonte: Autor.

Uma análise importante para a etapa de associação dos conversores ressonantes é a análise do rendimento do conversor com a máxima potência extraída a partir dele. A potência de saída pela carga conectada foi equivalente a aproximadamente 6,13 kW com uma potência fornecida a associação de 6,39 kW, levando a um rendimento com essas características de 0,96, o que garante um bom nível de eficiente do carregador proposto na etapa CC-CC.

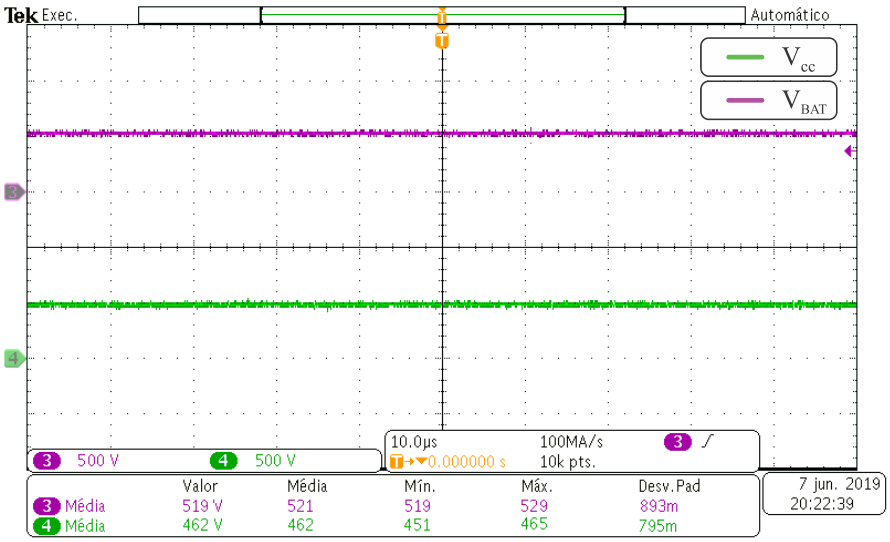
5.4.6 Formas de onda experimentais do carregador de baterias em 94 kHz

Assim como para a frequência de 64 kHz, serão apresentadas as mesmas formas de onda para a frequência de 94 kHz de maneira a validar os conceitos e afirmar a faixa de operação da associação de conversores ressonantes.

Na Figura 5.90 consta as formas de onda da tensão no barramento CC e da tensão de saída do carregador. Observa-se que também para a frequência mais elevada a tensão de saída também é próxima ao valor projetado. Como visto a tensão definida em projeto deve ser de 525 V e uma vez que a tensão de saída medida experimentalmente foi de 519 V é possível

novamente afirmar que com um breve ajuste na frequência de comutação dos interruptores será possível atingir o nível de tensão desejado.

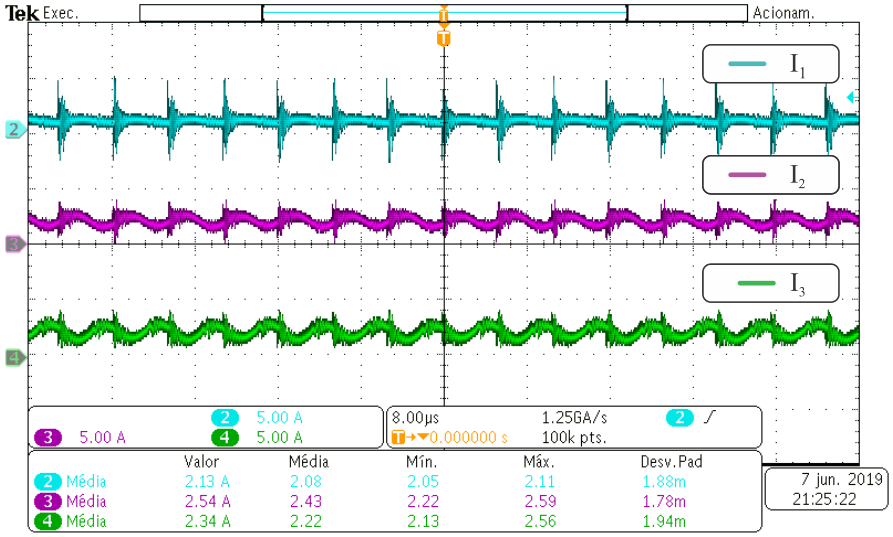
Figura 5.90 – Tensão do barramento CC e tensão na saída da associação de conversores para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

Uma vez que se eleva a frequência de operação do conversor a uma dada resistência constante em sua saída, observa-se que também nesse caso as correntes de entrada dos conversores ressonantes ainda permanecem levemente desbalanceadas, porém apresentando níveis de proximidade muito bom advinda da natureza construtiva dos módulos.

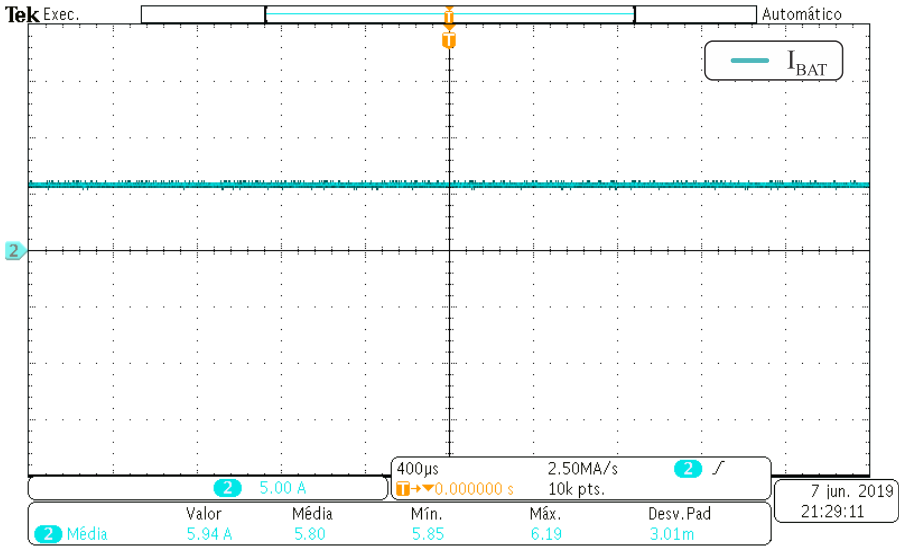
Figura 5.91 – Correntes de entrada de cada conversor LLC associado para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

A corrente de saída da associação de conversores ressonantes, por fim, é expressa na Figura 5.92, apresentando o valor advindo a tensão submetida pelo arranjo de conversores e da resistência proposto como carga.

Figura 5.92 – Corrente de saída da associação dos conversores ressonantes para $f_s = 94\ kHz$.



Fonte: Autor.

O rendimento do conjunto ressonante também pode ser avaliado nessa situação. Com a potência de entrada de 3,23 kW definida pela soma dos produtos dos valores das correntes de entrada em cada módulo LLC com a tensão de barramento CC e a potência de saída do conjunto ressonante de aproximadamente 3 kW, o rendimento associado corresponde a 0,95.

Se considerarmos o rendimento descrito por um módulo pela curva de rendimento presente na Figura 5.85 é fato perceber que pela associação paralela de suas entradas e série nas saídas o conjunto de conversores tem o rendimento muito próximo da curva traçada.

5.4.7 Erro percentual dos valores simulados e experimentais

A seguir serão expostas e analisadas as tabelas referentes a comparação entre os valores simulados e experimentais do carregador de baterias proposto. Assim como visto na seção anterior foram considerados a operação com a metade da carga nominal, tanto para a análise individual de um módulo ressonante LLC, bem como da associação do conjunto de conversores ressonantes.

A Tabela 4 são descritos os valores de um módulo ressonante para uma frequência de operação em 64 kHz. Observa-se nesse contexto que os valores experimentais se aproximam em grande parte dos valores obtidos por simulação sob as mesmas condições, validando o projeto sobre cada módulo individualmente.

Tabela 4 – Comparação dos resultados de um conversor ressonante LLC em 64 kHz e para metade da carga.

Variável	Simulado	Experimental	Erro (%)
V_1 (V)	460	458	0,43
I_1 (A)	4,4	4,76	-8,18
I_{Lr} (A)	10,89	10,1	7,25
V_{Cr} (V)	328,1	302,0	7,95
V_{D1} (V)	-255	-252	1,18
I_{LLC1}(A)	7,9	8,0	-1,26
V_{LLC1}(A)	255,7	258	-0,89

Fonte: Autor.

Com base nos valores simulados e averiguados experimentalmente do conjunto formado pelos dois estágios que compõem o carregador de baterias, foram extraídos os valores

e apresentados na Tabela 5 para a frequência de operação do conversor em 64 kHz, com a metade da máxima potência de operação.

Tabela 5 – Comparação dos resultados para operação em 64kHz para metade da carga

Variável	Simulado	Experimental	Erro (%)
I_1(A)	4,69	4,58	2,35
I_2(A)	4,69	4,85	-3,41
I_3(A)	4,69	4,46	4,90
V_{BAT}(V)	730,2	748	2,43
I_{BAT}(A)	8,16	8,18	0,025

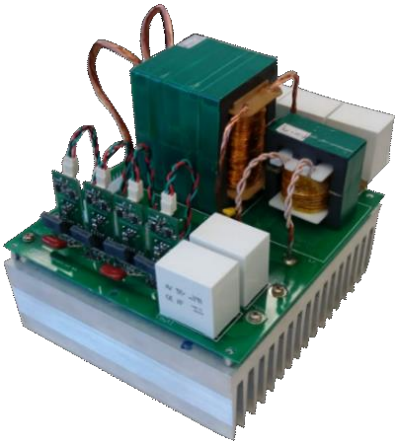
Fonte: Autor.

Observa-se nesse contexto que os valores teóricos estão próximos aos valores experimentais. Contudo, reforça-se a necessidade de implementação de um sistema de controle que venha a adequar os valores de saída do conversor aos valores emanados do arranjo de baterias de íon-lítio que se atribui como carga.

5.4.8 Apresentação do protótipo

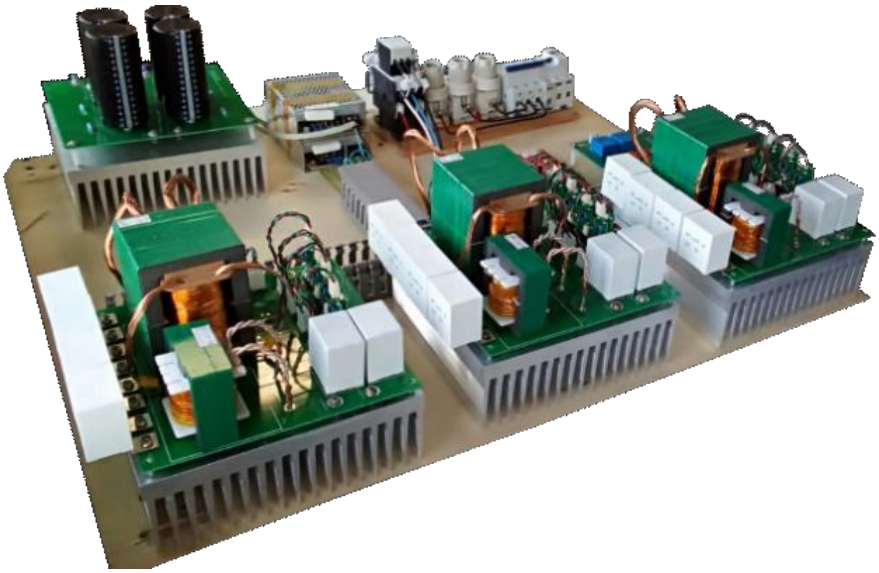
A sequência das figuras a seguir apresentam um dos módulos que constituem o conversor ressonante LLC e a estrutura completa do carregador.

Figura 5.93 - Protótipo Conversor Ressonante LLC



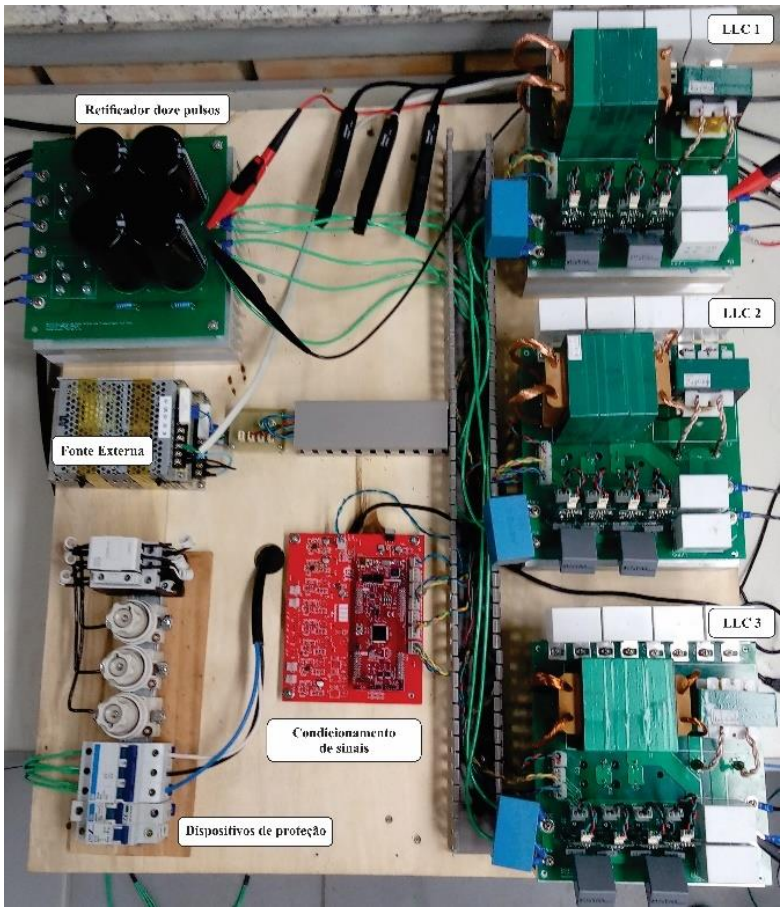
Fonte: Autor.

Figura 5.94 – Vista Frontal do carregador de baterias



Fonte: Autor.

Figura 5.95 – Vista superior do carregador de baterias



Fonte: Autor.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalhou buscou desenvolver um projeto de um carregador de baterias estacionárias de íon-lítio através do sistema de compensação de energia elétrica entre a rede de distribuição e um sistema de geração fotovoltaica. Apesar de não se usar diretamente para o carregamento do arranjo de baterias a energia solar fotovoltaica, o estudo tentou motivar aplicações no uso de energias renováveis em veículos elétricos e sistemas de carregamento.

A aplicação de baterias de íon-lítio para sistemas de armazenamento está tomando cada vez maior proporção. Características como elevadas densidades de energia e capacidade de carga favorecem seu uso em sistemas de carregamento veiculares a exemplo do que foi exposto. É com base nessa premissa que estudo para o desenvolvimento de sistemas de carregamento de baterias começam cada vez mais a tomar maior relevância no cenário mundial.

Mesmo com essas vantagens, a infraestrutura e o custo de instalação de carregadores ainda são grandes gargalos para os consumidores que optam por essa tecnologia móvel, isso porque a limitação no número de postos de carregamento se torna um problema para a aquisição de VEs. Carregadores que sejam projetados com menor peso, volume e que atenda aos padrões de qualidade de energia para fornecimento de energia, são sempre tidos como excelentes soluções para atenuar essa problemática.

Ao longo do trabalho foram postos diversos tipos de carregadores de baterias oriundas da conversão CA-CC, com solução passiva ou não. Como se verificou, sistemas de carregamento que demandam potências elevadas necessitam estabelecer como critérios um elevado fator de potência e baixas taxas de distorção harmônicas de forma a atender os limites estabelecidos por norma. Por necessitar ainda de controle de tensão e corrente de saída motiva-se ao uso de um estágio CC-CC ativo como forma de regulação dessas variáveis para a conexão com o arranjo de baterias proposto.

A sugestão exposta nesse trabalho, contudo, se limitou a validação dos estágios de potência, com a topologia composta de dois estágios. O primeiro o conversor CA-CC correspondente a um retificador de doze pulsos com transformador interfase de linha com filtros passivos que garantem além da correção de potência e baixos valores de THD uma redução do peso e volume pela associação de transformadores monofásicos que processam menores potencias que os transformadores trifásicos responsáveis pelo isolamento em baixa frequência.

Para o estágio CC-CC foi apresentado como solução a associação de conversores ressonante LLC com entradas conectadas em paralelo para a divisão das correntes de entrada e saída série para elevação da tensão de saída com o objetivo de atingir os valores necessários para o sistema de carregamento definido em projeto. Buscou-se nesse caso, o isolamento em alta frequência para reduzir o peso e volume e a diminuição dos esforços nos elementos comutadores, o que proporciona a aplicação de interruptores mais simples e com menores custos, além de elevar o rendimento do conversor aplicado ao sistema de carregamento.

A escolha do conversor ressonante LLC se deu ainda, e pode se averiguar pelos resultados experimentais, a comutação suave ZVS presentes na faixa de frequência desejada de operação do conversor, eliminando praticamente as perdas de comutação. Outro ponto importante é a comutação natural dos diodos retificadores na saída do conversor ressonante, proporcionando a atenuação nos picos de tensão durante o bloqueio e suas perdas de comutação.

Durante a análise experimental pode se notar que o balanceamento nas correntes de entrada proporciona um controle natural de operação do conversor sem a necessidade de um controle digital externo mais refinado, o que permite realizar testes de esforços ou de características construtivas sem o uso direto de estratégias de controle.

Os resultados mensurados e que constam nesse trabalho validam o sistema de potência. Aplicado um conjunto resistivo como carga, para emular o arranjo de baterias estacionárias, os níveis de tensão e corrente corresponderam aos projetados. Contudo, vale destacar a limitação inerente ao estágio de potência CC-CC que por natureza construtiva da placa de circuito e inerente ao dimensionamento do projeto teve seu teste limitado a uma potência próxima e superior a 6 kW. Para a etapa CA-CC foram observadores a compatibilidade dos níveis de THD e FP dentro dos limites estabelecidos em norma com operação do conversor testado com potência levemente superior a 12 kW.

Fica motivado para trabalhos futuros a aplicação de estratégias de controle de forma a tornar o conversor mais direcionado as necessidades da carga proposta, uma vez que o sistema de carregamento de baterias necessita de controle de tensão e corrente para a mensuração do seu estado de carga de maneira a manter a vida útil das baterias e evitar desperdícios durante a etapa de carregamento.

REFERÊNCIAS

[1] G. Massonet e e. al., "Perspectiva do mercado global para a energia fotovoltaica 2013-2017," *European Photovoltaic Industrial Association,* 2013.

[2] E. d. P. Energética, "Balanço Energético Nacional, ano base 2017. Relatório Final," *Ministério de Minas e Energia,* 2018.

[3] A. N. d. E. E. -. ANEEL, *RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 517,* 2019.

[4] FOTOVOLTAICA-UFSC, 10 06 2019. [Online]. Available: https://fotovoltaica.ufsc.br/sistemas/fotov/.

[5] R. J. BRODD, "Comments on the History of Lithium-Ion Batteries," *In: ELECTROCHEM – E1,* vol. 21, 2012.

[6] C. MEADOWS, "The History of Lithium Ion," *Demand Media,* 1999.

[7] D. STEWART, "Discovery of Lithium," *Chemicol.com,* 2012.

[8] A. E. Cherian, "Redefining Energy Storage in Transportation Markets: The Lithium Revolution.," *WebCom Communications Corp,* 2009.

[9] G. C. A. M. E. M. M. P. a. R. S. L. Benini, "Discrete-time battery models for system-level low-power design.," *IEEE Trans. VLSI Syst.,* vol. 9, nº 5, pp. 630-640, 2001.

[10] S. V. a. D. N. R. R. Rao, "Battery modeling for energy-aware system desgin," *Computer,* vol. 36, nº 12, pp. 77-87, 2003.

[11] H. L. C. a. D. Sutanto, "A new battery model for use with battery energy storage systems and eletric vehicles power systems.," *In Proc. IEE PES Winter Meeting,* vol. 1, nº 23-27, pp. 470-475, 2000.

[12] L. S. a. J. W. Evans, "Electrochemical-thermal model of lithium polymer batteries.," *J. Eletrochem. Soc.,* vol. 147, nº 2, pp. 2086-2095, 2000.

[13] K. E. T. H. H. a. D. R. W. J. Newman, "Modeling of Lithium-ion batteries.," *J. Power Sources,* Vols. %1 de %2119-121, pp. 838-843, 2003.

[14] V. S. B. a. A. B. D. W. Dennis, "Electrochemical modeling of lithium polymer batteries.," *J. Power Source.,* vol. 110, nº 2, pp. 310-320, 2002.

[15] M. P. a. Q. Wu, "Desgin considerations for battery-poweed eletronics.," *in Proc.,* pp. 861-866, 1999.

[16] C. F. C. a. R. R. Rao, "Energy efficient battery management," *IEEE J. Sel. Areas Commun,* vol. 150, nº 2, pp. 1235-1245, 2001.

[17] R. Rynkiewicz, "Discharge and charge modeling of lead acid batteries.," *in Proc. Appl. Power Eletron. Conf. Expo. ,* vol. 2, pp. 707-710, 1999.

[18] P. E. P. a. A. H. Anbuky, "VRLA battery discharge reserve time estimation.," *IEEE Trans. Power Electron,* vol. 19, nº 6, pp. 1551-1522, 2004.

[19] M. A. C. a. W. A. L. Z. M. Salameh, "A mathematical model for lead-acid batteries.," *IEEE Trans. Energy Convers,* vol. 7, nº 1, pp. 93-98, 1992.

[20] S. A.-S. a. D. Doerffel, "Rapid test and non-linear model characterization of solid-state lithium-ion batteries.," *J. Power Sources,* vol. 130, pp. 266-274, 2004.

[21] M. C. Glass., "Battery electrochemical nonlinear/dynamic SPICE model.," *in Proc. Energy Convers. Eng. Conf,* vol. 1, pp. 292-297, 1996.

[22] M. T. R. W. D. D. a. E. K. S. Buller, "Impedancebased simulation models of supercapacitors and Li-ion batteries for power.," *in Conf. Rec.,* vol. 3, 2003.

[23] M. N. M. G. a. G. L. P. Baudry, ""Electro-thermal modeling of polymer lithium batteries for starting period and pulse power.," *J. Power Sources,* vol. 54, nº 2, pp. 393-396, 1995.

[24] S. C. Hageman, “Simple pspice models let you simulate common battery.,” *EDN.,* pp. 17-132, 1993.

[25] S. Gold., “A pspice macromodel for lithium-ion batteries.,” *in Proc. 12th Annu. Battery Conf. Applications and Advances,* pp. 215-222, 1997.

[26] G. A. R.-M. Min Chen, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance.,” *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION,* vol. 21, nº 666, 2006.

[27] M. YILMAZ e P. T. KREIN, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles.,” *IEEE Transactions on Power Electronics,* pp. 2151-2169, 2013.

[28] P. R. a. M. Pedram, “An analytical model for predicting the remaining battery capacity of lithium-ion batteries.,” *in Proc. Design, Automation, and Test Europe Conf. and Exhibition.,* pp. 1148-1149, 2003.

[29] R. KUSHWAHA e B. SINGH, “An EV Battery Charger Based on PFC Sheppard Taylor Converter.,” em *2016 National Power Systems Conference (NPSC)*, Bhubaneswar, India, 2016.

[30] B. E. A. SINGH, “A review of single-phase improved power quality AC–DC converters.,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics.,* p. 962–981, 2003.

[31] O. e. a. GARCIA, “Automotive dc–dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages.,” *IEEE Transactions on Power Electronics.,* p. 578–586, 2006.

[32] L. NI, D. J. PATTERSON e H. J. L., “High power current sensorless bidirectional 16-Phase interleaved DC–DC converter for hybrid vehicle application.,” *IEEE Transactions on Power Electronics.,* pp. v. 27, n. 3, p. 1141–1151, 2012.

[33] B. e. a. SINGH, “ A review of three-phase improved power quality ac–dc converters.,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* pp. v. 51, n. 3, p. 641–660, 2004.

[34] E. L. d. M. MEHL, *Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência.,* Florianópolis: Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1996, p. 131.

[35] J. d. L. Ferro, *Carregador de Baterias de Íon-Lítio Trífasico de 12kW,* Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

[36] C. NIERMANN, “New rectifier circuits with low mains pollution and additional low cost inverter for energy recovery,” *EPE,* pp. 1131-1136, 1989.

[37] M. HARTMANN, T. FRIEDLI e J. W. KOLAR, “Three-phase unity power factor mains interfaces of high power EV battery charging systems.,” *Proc. Power Electronics Charging Electric Vehicles Workshop.,* 2011.

[38] T. B. SOEIRO e J. W. KOLAR, “Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two-and Three Level Unidirectional Hybrid Rectifiers.,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics.,* pp. v. 60, n. 9, p. 3589-3601, 2013.

[39] T. B. SOEIRO, T. FRIEDLI e J. W. KOLAR, “Three-Phase High Power Factor Mains Interface Concepts for Electric Vehicle Battery Charging Systems.,” *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC),* pp. 2603-2610, 2012.

[40] D. C. ERB, O. C. ONAR e A. KHALIGH, “Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles,” *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC),* pp. 2066-2072, 2010.

[41] K. SAYED e H. A. GABBAR, “Electric Vehicle to Power Grid Integration Using Three-Phase Three-Level AC/DC Converter and PI-Fuzzy Controller,” *Energies 2016,* pp. v. 9, n. 532, p. 1-16, 2016.

[42] R. e. a. YAMADA, “A Battery Charger with 3-Phase 3-Level T-Type PFC.,” *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC).,* pp. 1-5, 2015.

[43] F. Musavi, M. Craciun, M. Edington, W. Eberle e W. G. Dunford, “Practical Design Considerations for a LLC Multi-Resonant DC-DC Converter in Battery Charging Applications,” *IEEE,* pp. 2596-2602, 2012.

[44] K.-W. Koo, D.-H. Kim, D.-G. Woo e B.-K. Lee, “Topology comparison for 6.6 kW On board charger: Performance efficiency, and selection guideline,” *IEEE,* pp. 1520-1524, 12 Setembro 2012.

[45] A. Khaligh e S. Dusmez, “Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles,” *IEEE,* pp. 3475-3489, 8 Outubro 2012.

[46] J.-Y. Lee e H.-J. Chae, “6.6-kW Onboard Charger Design Using DCM PFC Converter With Harmonic Modulation Technique and Two-Stage DC/DC Converter,” *IEEE,* pp. 1243-1252, 3 Março 2014.

[47] L. W. L. Y. F. C. L. a. J. D. v. W. L. Bing, ““Optimal design methodology for LLC resonant converter,” *Proc. 21st Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo,* p. 533–538, 2006.

[48] K. Naraharisetti, “Design of half bridge LLC resonant converter using synchronous rectifier,” *IEEE,* pp. 135-141, 21-23 May 2015.

[49] R.-C. L. T.-W. W. K.-K. S. Ching-Ming Lai, “ Design and Implementation of a Single-Stage LLC Resonant Converter with High Power Factor,” *IEEE,* pp. 455-460, 4-7 June 2007.

[50] S. R. B. Bhuvaneswari.C, “A review on LLC Resonant Converter,” *IEEE,* pp. 620-623, 20-21 April 2016.

[51] kotari Sri Harsha Babu, L. Venkatesla, Bhanuprakash C. V., Bhoopendra Kumar Singh, Vinod S Chippalkatti, “Design and implementation of half-bridge LLC resonant converter with integrated transformer for compact design,” *IEEE,* pp. 241-246, 17-19 Aug 2017.

[52] B. Yang, *Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System,* Blacksburg, Virginia, 2003.

[53] G. Vijaya Bhaskar Reddy, H. Nagendrappa , “Fixed Frequency Control of LCL-T Resonant Power Converter with Capacitive Output Filter,” *IEEE,* pp. 568-573, 5-7 April 2017.

[54] H. Huang, “FHA - Based Voltage Gain Function with Harmonic Compensation for LLC Resonant Converter,” *IEEE,* pp. 1770-1777, 21-25 March 2010.

[55] Egídio Schroeder, Adriano Péres, “Estudo de conversor ressonante LLC com modelagem FHA,” em *Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2014)*, Santa Maria - SC, 2014.

[56] T. D. Christian Oeder, “ZVS Investigation of LLC Converters Based on FHA Assumptions,” *IEEE,* pp. 2643-2648, 27 May 2013.

[57] I. Barbi e F. Pottker, Soft Commutation Isolated DC-DC Converters, 1ª ed., Springer, 2018.

[58] D. AGELLER e e. al., “Ultra-Fast DC-Charger Infrastructures for EV-Mobility and Future Smart Grids,” *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe),* pp. 1-8, 2010.

[59] C.-W. R. Jeong-il Kang, G.-W. Moon e M.-J. Youn, “Phase-Shifted Parallel-Input/Series-Output Dual Converter for High-Power Step-Up Applications,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* pp. 649-652, 3 junho 2002.

[60] D. M. T. LEQUEU e P. A. G. KALVELAGE, “Study and Application of an Innovating Topology of Converter: SPARC Serial and Parallel Auto Regulated Configuration,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* pp. 1070-1076, 2003.

[61] S. Manias e G. Kostakis, “Converter for High-Power Step-Up Applications,” *IEE PROCEEDINGS,* pp. 97-102, 2 MARÇO 1993.

[62] Z. Q. X. Y. M. Chen, “Frequency-domain analysis of uncontrolled rectifiers,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition,* pp. 804-809, 2004.

[63] L.-H. H. L. C. MONROY. A O, “analysis of 12-pulse diode rectifier operating in aircraft systems with constant frequency,” *Power Electronics Conference (COBEP),* 2017.

[64] K. R. S. B. S. P. P. SHEELVANT. V, “Improvement in Harmonic Reduction of a Zigzag Autoconnected Transformer Based 12-Pulse Diode Bridge Rectifier by Current Injection at DC Side,” *IEEE Transactions Power Electronics,* pp. 5634-5644, 2017.

[65] W. Y. Y. Z. L. G. a. S. Y. F. Meng, “Load adaptability of active harmonic reduction for 12-pulse diode bridge rectifier with active interphase reactor,” *IEEE Trans. Power Electron.,* p. 7170–7180, 2015.

[66] J. U. JUNIOR, “Sistema Trifásico de 10 kW com Alto Fator de Potência e controle de lumunisidade, para um grupo de lãmpadas fluorescentes,” Florianópolis, 2002.

[67] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr e A. Kusko, Máquinas Elétricas, Mc Graw Hill do Brasil, 1975.

[68] Z. DA FONSECA, M. PEDROSO, A. PERIN, M. S. KASTER e NASCIMENTO, “"Single-stage high power factor converter without electrolytic capacitors to drive power LEDs,” *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON,* pp. 757-762, 2012.

[69] S. R. B. Bhuvaneswari.C, “A review on LLC Resonant Converter,” *IEEE,* pp. 620-623, 20-21 April 2016.

[70] I. barbi, “Projeto de Fontes Chaveadas,” Florianópolis, 2014.

[71] “Texas Instruments,” [Online]. Available: http://www.ti.com. [Acesso em 02 setembro 2019].

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

APÊNDICE A – Dimensionamento

Retificador doze pulsos com LIT

fotovoltaica ufsc

Universidade Federal de Santa Catarina

Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência

Conversor CA-CC: Retificador Trifásico Doze Pulsos com Transformador LIT 12 kW

Especificações do Projeto

$P_{saida_LIT} := 12kW$	Tensão de saída do retificador
$V_{linha} := 380V$	Tensão de Linha
$f_{rede} := 60Hz$	Frequencia da Rede
$B_{max} := 11800T$	Indutância Magnética Máxima

Filtro de Entrada

$I_{linha} := \frac{P_{saida_LIT}}{\sqrt{3} \cdot V_{linha}} = 18.232\,A$ Corrente na Bobina A

$L_w := 0.23 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{V_{linha}}{I_{linha}} \cdot \frac{1}{\Omega} \cdot H = 4.794 \cdot mH$ Filtro de entrada

$P_L := 0.05 P_{saida_LIT} = 600\,W$ Potencia dissipada no indutor

---

Transformador LIT

a) Tensão nos enrolamentos

$V_{barramento_LIT} := 1.22 \cdot V_{linha} = 463.6\,V$ Tensão de Carga

$R_{carga} := \frac{V_{barramento_LIT}^2}{P_{saida_LIT}} = 17.91\,\Omega$ Resistencia de Carga

$V_{La} := 0.063 \cdot V_{barramento_LIT} = 29.207\,V$ Tensão no Enrolamento A

$V_{Lb} := 0.173 \cdot V_{barramento_LIT} = 80.203\,V$ Tensão no Enrolamento B

$V_{Lc} := 0.236 \cdot V_{barramento_LIT} = 109.41\,V$ Tensão no Enrolamento C

b) Corrente eficaz nos enrolamentos

$I_{La} := \frac{P_{saida_LIT}}{\sqrt{3} \cdot V_{linha}} = 18.232\,A$ Corrente na Bobina A

$I_{Lb} := \frac{0.3 \cdot P_{saida_LIT}}{V_{linha}} = 9.474\,A$ Corrente na Bobina B

$I_{Lc} := \frac{0.3 \cdot P_{saida_LIT}}{V_{linha}} = 9.474\,A$ Corrente na Bobina C

c) Indutância dos enrolamentos

$I_{linha} := I_{La} = 18.232\,A$ Corrente de Linha

$I_m := 0.1 \cdot I_{linha} = 1.823\,A$ Corrente de Magnetização com 10% da Corrente de Linha

$\phi := \frac{\pi}{12} = 0.262 \cdot rad$ Nº de pulsos do Retificador

$N_1 := \frac{\sqrt{3} - \tan(\phi)}{2 \cdot \tan(\phi)} = 2.732$ Relação de Espira N1

$N_2 := \frac{\sqrt{3} + \tan(\phi)}{2 \cdot \tan(\phi)} = 3.732$ Relação de Espira N2

$L_a := \frac{324.63 \cdot 10^{-6} \cdot V_{barramento_LIT}}{I_{linha}} \cdot \frac{1}{\Omega} \cdot H = 8.255 \cdot mH$ Adotando Indutância de La

$L_b := N_1^{\,2} \cdot L_a = 61.613 \cdot mH$ Indutância de Lb

$L_c := N_2^{\,2} \cdot L_a = 114.971 \cdot mH$ Indutância Lc

$$L_w := \frac{0.23 \cdot 10^{-3} \cdot V_{linha}}{I_{linha}} \cdot \frac{1}{\Omega} \cdot H = 4.794 \cdot mH$$

Filtro de Entrada L

d) Número de espiras dos enrolamentos

$$Vxy_{ef} := \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{barramento_LIT} = 189.264\,V$$

Tensão no Secundário do LIT

$$i_c := 0.52 \cdot I_{linha} = 9.481\,A$$

Corrente no Secundário C

$$i_b := 0.52 \cdot I_{linha} = 9.481\,A$$

Corrente no Secundário B

$$i_a := 1.93 \cdot i_b = 18.298\,A$$

Corrente no Primário A

$$P_{LIT} := Vxy_{ef} \cdot i_c = 1.794 \cdot kW$$

Potencia do Núcleo Monofásico do LIT

$$S_m := 7.5 \sqrt{\frac{1.25 \cdot P_{LIT}}{f_{rede}}} \cdot \frac{\sqrt{Hz}}{\sqrt{W}} \cdot cm^2 = 45.856 \cdot cm^2$$

$$n_a := \frac{V_{La} \cdot 10^8}{4.44 \cdot B_{max} \cdot S_m \cdot f_{rede}} = 2.026 \times 10^5$$

Número de Espiras do Primário A

$$n_b := N_1 \cdot n_a = 5.536 \times 10^5$$

Número de Espiras do Secundário B

$$n_c := N_2 \cdot n_a = 7.562 \times 10^5$$

Número de Espiras do Secundário C

Ponte Retificadora

$$I_{saida_LIT} := \frac{P_{saida_LIT}}{V_{barramento_LIT}} = 25.884\,A$$

Corrente de carga

$$I_{ponte} := \frac{I_{saida_LIT}}{2} = 12.942\,A$$

Corrente nos diodos da ponte

$V_{RD} := V_{barramento_LIT} = 463.6\,V$ — Tensão reversa sobre os diodos da ponte

$$I_{Dmed} := \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ponte}\,dt = 4.314\,A$$

$I_{Dmed} := \frac{I_{ponte}}{3} = 4.314\,A$ — Corrente média em cada diodo da ponte

$$I_{Def} := \sqrt{\frac{1}{2\pi}\cdot\int_{0}^{\frac{2}{3}\pi} (I_{ponte})^2\,dt} = 7.472\,A$$

$I_{Def} := \frac{I_{ponte}}{\sqrt{3}} = 7.472\,A$ — Corrente eficaz em cada diodo da ponte

Devido as distorções nas formas de onda das correntes nos diodos provocada pela própria estrutura do LIT, o valor das correntes eficazes simualdas tiveram uma leve diderenciação dos valores calculados

Power Bridge Rectifiers

SKD 30/16A1

A partir das caracterísitcas apresentadas a ponte retifcadora SKD 30/16A1

Dissipador

a) Diodos da ponte

a.1) Perdas de condução

$T_j := 150$ — Temperatura de junção

$T_a := 40$ — Temperatura ambiente

$\Delta T := T_j - T_a = 110$ — Variação de temperatura

$v_{TO} := 0.85$	Tensão Limiar de condução
$r_T := 0.012$	Resistência de condução
$I_{Dmed} = 4.314\,A$	Corrente média de condução do diodo
$I_{Def} = 7.472\,A$	Corrente eficaz de condução do diodo

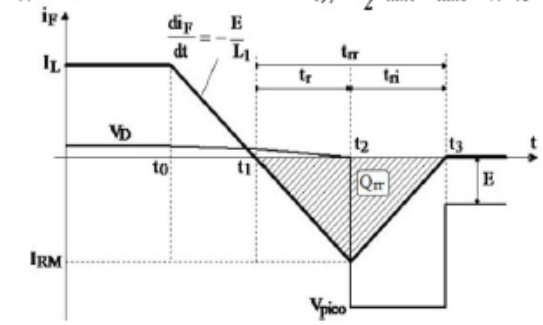
Perdas de condução do diodo

$$P_{conducao_diodo_LIT} := 12\left(v_{TO}\cdot I_{Dmed}\cdot\frac{1}{A} + r_T\cdot I_{Def}^{2}\cdot\frac{1}{A^2}\right)\cdot W = 52.043\,W$$

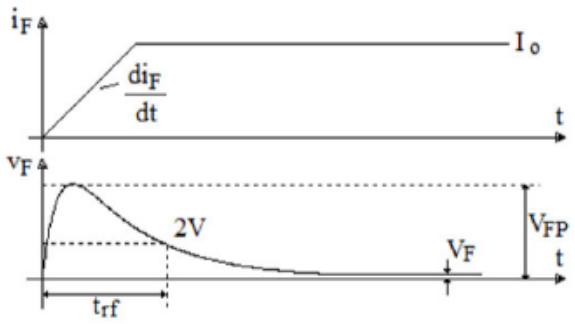
a.2) Perdas de comutação

As perdas de comutação correspondem a soma das perdas nos estados ON e OFF das chaves, sendo assim expressas:

$$P_{off} = Q_{rr}\cdot E\cdot f_s \qquad P_{off} = \frac{1}{2}V_{RRM}\cdot t_{RRM}\cdot t_{rr}\cdot f_s$$



$$P_{on} = \frac{1}{2}(V_{FP} - V_F)\cdot I_o\cdot t_{rf}\cdot f_s$$



$V_{RRM} := 1600$ Máxima tensão de recuperação reversa

$i_{RRM} := 3$ Máxima corrente de recuperação reversa

$f := 60$ Frequência de operação

$t_{rr} := 8 \cdot 10^{-6}$ Tempo de recuperação reversa

$V_{FP} := 1V$ Máxima Tensão de condução direta

$V_F := 0.9V$

$t_{rf} := 12 \cdot 10^{-6}$

$P_{off} := \left(\frac{1}{2} \cdot V_{RRM} \cdot i_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f \cdot W\right) = 1.152 \cdot W$ Perdas de comutação do diodo OFF

$P_{on} := \left[\frac{1}{2} \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_{ponte} \cdot t_{rf} \cdot f\right] = 4.659 \times 10^{-4} W$ Perdas de comutação do diodo ON

$P_{comutacao_diodo_LIT} := 12(P_{off} + P_{on}) = 13.83\,W$

a.3) Perdas totais

$R_{jcD} := 0.3$ Resistência junção-capsula

$R_{cdD} := 0.08$ Resistência capsula-dissipador

Perda total em uma das ponte de diodo

$P_{diodo_LIT} := \left(P_{conducao_diodo_LIT} + P_{comutacao_diodo_LIT}\right) \cdot \frac{1}{W} = 65.873$

O gráfico a seguir consta no datasheet do fabricando, onde representa as perdas totais para 60Hz da ponte retificadora SKD 30/16A1 em função da corrente de saída da ponte.

$I_{ponte} = 12.942\,A$

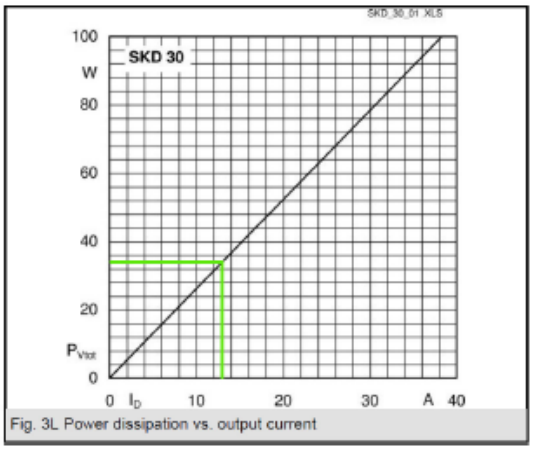


Fig. 3L Power dissipation vs. output current

Observando a curva das perdas fornecida pelo fabricante em função da corrente de saída, a soma das perdas de condução e comutação equivalem as perdas totais descritas.

$$R_{jaD} := \frac{T_j - T_a}{2 \cdot P_{diodo_LIT}} = 0.835$$

Resistência junção-ambiente

$$R_{daD} := \left(R_{jaD} - R_{jcD} - R_{cdD}\right)\Omega = 0.455\,\Omega$$

Resistência dissipador-ambiente

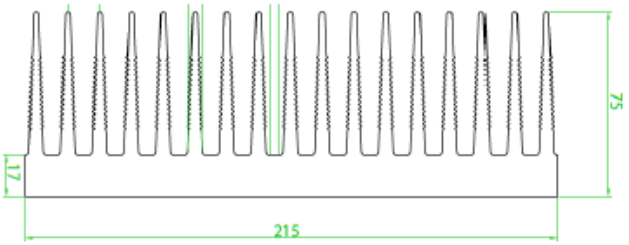
Por se tratar de duas pontes retificadores sobre o dissipador, será considerado o dobro da potência total atribuida a cada ponte, o que resulta em uma resistência dissipador ambiente a metade da calculada.

Dissipador HS 21575

Resistência do Dissipador escolhido por °C/W/4"

$$R_{da1} := 0.56\Omega$$

Resistência dissipador-ambiente do dissipador escolhido padrão.



Considerando um comprimento do Dissipador 200mm

$f_{comp} := 0.75$ Fator de correção do comprimento dado pelo fabricante

Resistência Final do Dissipador

$R_{daEscolhido} := R_{da1} \cdot f_{comp} = 0.42\,\Omega$ Resistência dissipador-ambiente do dissipador escolhido.

Capacitor de Barramento CC

$f_s := 64kHz$ Frequência de operação máxima

$I_{saida_LIT} = 25.884\,A$ Corrente média de saída

Como será visto mais adiante, a corrente eficaz de saída do retificador de 12 pulsos, corresponde a soma dos valores das correntes eficazes das entradas dos três circuitos LLC que compõe a etapa CC-CC desta topologia.

$I_{LLC.1} := 11.7A$ Corrente eficaz do circuito tanque ressonante de um conversor LLC

$I_{LLC.total} := 3 \cdot I_{LLC.1} = 35.1\,A$ Corrente eficaz total dos conversores LLC

$Ic_{barramento_LIT} := \sqrt{I_{LLC.total}^2 - I_{saida_LIT}^2} = 23.707\,A$

Adotando o critério da corrente eficaz como escolha dos valores de capacitância no barramento CC na saída do LIT, foi dimensionado a associação de quatro capacitores série-paralelo, como segue:

Capacitores EPCOS

Uso de quatro capacitores 2200uF

APÊNDICE B – Dimensionamento Conversor Ressonante LLC

Universidade Federal de Santa Catarina

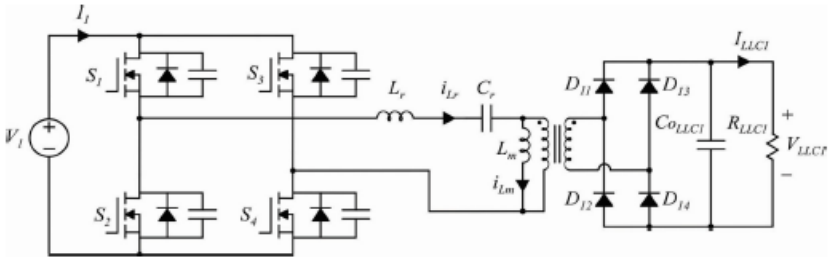
Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência

Fotovoltaica UFSC

Conversor CC-CC: Conversor Ressonante LLC 4kW



Especificações do Projeto

$P_{LLC} := 4kW$	Potência de saída máxima do LLC
$V_{LLC} := 245V$	Tensão de saída máxima do LLC
$V_1 := 460V$	Tensão de entrada máxima
$\lambda := 0.2$	Razão entre Lr/Lm
$f_{r1} := 100kHz$	Frequencia Máxima de Chaveamento
$a := 2.7$	relação de transformação
$R_{LLC} := \frac{V_{LLC}^2}{P_{LLC}} = 15.006\,\Omega$	Resistência para uma carga de máxima de 4kW
$I_{LLC} := \frac{V_{LLC}}{R_{LLC}} = 16.327\,A$	Corrente para uma carga de máxima de 4kW

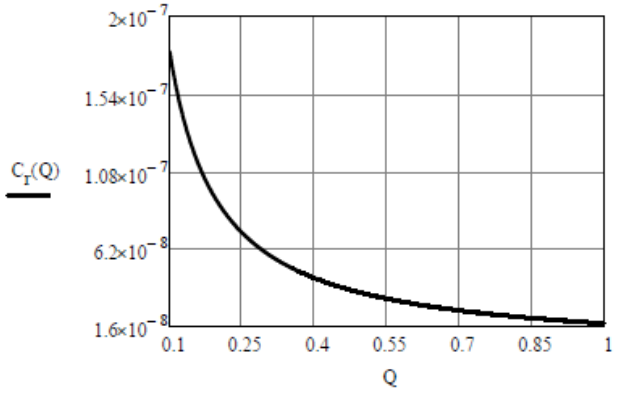
Curva caracteristica do capacitor de ressonância Cr

$Rca := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{LLC} \cdot a^2 = 88.673\,\Omega$	Resistência de carga refletida ao primário

$Q := 0.1, 0.101 .. 1$

$$C_r(Q) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{r1} \cdot Rca \cdot Q}$$

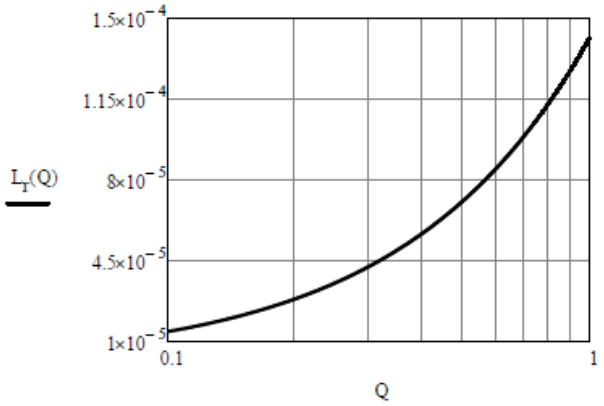
Capacitância de Ressonância em função do fator de Qualidade



Curva característica do indutor de ressonância Lr

$$L_r(Q) := C_r(Q) \cdot (Rca \cdot Q)^2$$

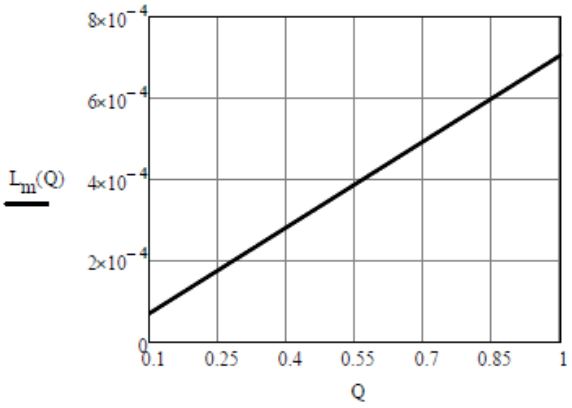
Indutância de Ressonância em função do fator de Qualidade



Curva característica da indutância de magnetização Lm

$$L_m(Q) := \frac{L_r(Q)}{\lambda}$$

Indutância de magnetização em função do fator de Qualidade



Corrente de pico no capacitor de ressonância

$$Z_r(Q) := \sqrt{\frac{L_r(Q)}{C_r(Q)}}$$

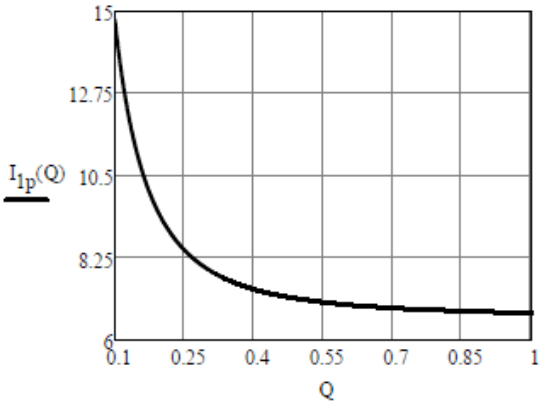
Impedância de ressonância

$$f_n := 1$$

$$Z_1(Q) := Z_r(Q) \cdot \sqrt{\left(\frac{Q \cdot f_n^{\,2}}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2 + \left(\frac{f_n^{\,2} - 1}{f_n} + \frac{\lambda \cdot f_n}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2}$$

$$I_{1p}(Q) := \frac{4 \cdot V_1}{\pi \cdot |Z_1(Q)|}$$

Corrente de pico no capacitor de ressonância



Corrente de pico no interruptor no instante da comutação

$$R_{LLC} := \frac{V_{LLC}^2}{P_{LLC}} = 15.006\,\Omega$$

$$R_{ca} := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{LLC} \cdot a^2 = 88.673\,\Omega$$

$$Q_{max} := 0.1, 0.101 .. 1$$

$$C_r(Q_{max}) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{r1} \cdot R_{ca} \cdot Q_{max}}$$

$$L_r(Q_{max}) := C_r(Q_{max}) \cdot (R_{ca} \cdot Q_{max})^2$$

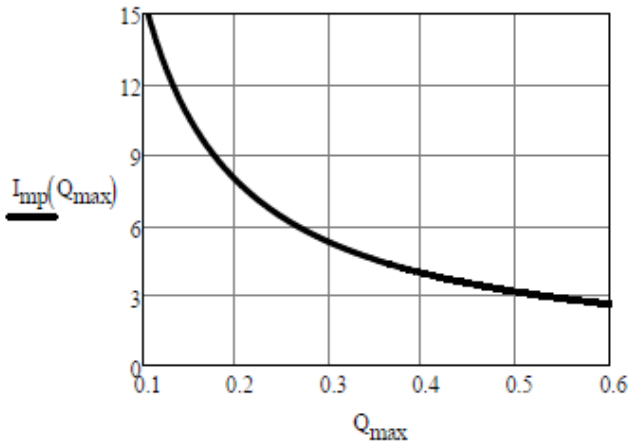
$$L_m(Q_{max}) := \frac{L_r(Q_{max})}{\lambda}$$

$$I_{mp.normalizada}(Q_{max}) := \tan\left(\frac{\pi}{2 \cdot f_n} \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}}\right)$$

$$Z_2(Q_{max}) := \sqrt{\frac{L_r(Q_{max}) + L_m(Q_{max})}{C_r(Q_{max})}}$$

$$I_{mp}(Q_{max}) := \frac{V_1}{Z_2(Q_{max})} \cdot I_{mp.normalizada}(Q_{max})$$

Valor de pico da corrente magnetizante Imp.



$Q := 0.217$ Fator de qualidade sugerido

$C_r := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{r1} \cdot R_{ca} \cdot Q} = 82.712 \cdot nF$ Capacitor de ressonância

$L_r := C_r \cdot (R_{ca} \cdot Q)^2 = 30.625 \cdot \mu H$ Indutor de ressonância

$L_m := \frac{L_r}{\lambda} = 0.153 \cdot mH$ Indutância de magnetização

Equação para corrente magnetizante de pico normalizada considerando o conversor operando a vazio

$I_{mp.normalizada} := \tan\left(\frac{\pi}{2 \cdot f_n} \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}}\right) = 0.747$ Indutância de pico da corrente magnetizante normalizada

$Z_2 := \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}} = 47.133\,\Omega$ Impedância do circuito tanque ressonância

$I_{mp} := \frac{V_1}{Z_2} \cdot I_{mp.normalizada} = 7.286\,A$ Indutância de pico da corrente magnetizante

Curva característica de operação do conversor LLC

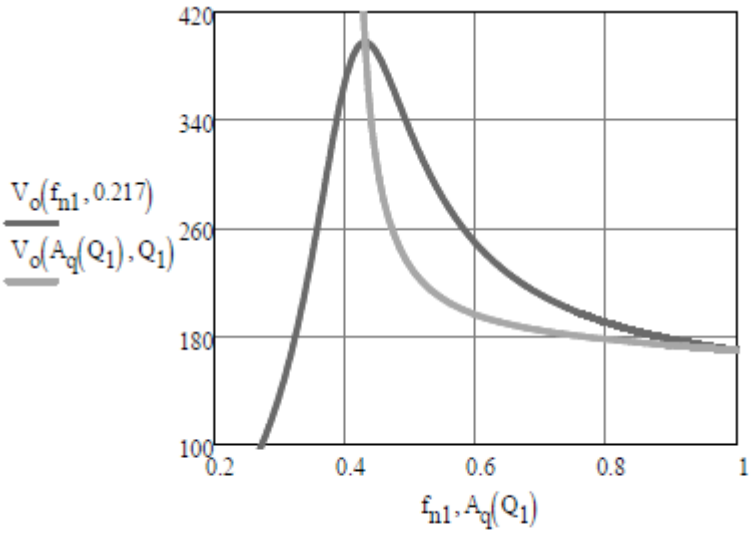
$$f_{n1} := 0.1, 0.101 .. 2$$

$$M(f_{n1}, Q_1) := \frac{{f_{n1}}^2}{\sqrt{\left[{f_{n1}}^2 \cdot (\lambda + 1) - \lambda\right]^2 + \left[f_{n1} \cdot \left({f_{n1}}^2 - 1\right) \cdot Q_1\right]^2}}$$

$$A_q(Q_1) := \text{root}\left[\frac{d}{df_{n1}}\left(M(f_{n1}, Q_1)\right), f_{n1}, 0.1, 1\right]$$

$$V_o(f_{n1}, Q_1) := \frac{V_1}{a} \cdot M(f_{n1}, Q_1)$$

Esses valores são obtidos considerando um Io=16.327A para que o Rca e por consequência Q não altere.



Apesar dos calculos a seguir, a frequência de operação será limitada a 64kHz por ter nessa frequência o valor máximo que potência fornecida por módulo LLC de 4kW.

$I_{LLC} := 16.3A$

$V_{LLC11} := 245V$ $f_{245} := 64kHz$

$V_{LLC22} := 175V$ $f_{175} := 94kHz$

$R_{LLC11} := \frac{V_{LLC11}}{I_{LLC}} = 15.031\,\Omega$

$R_{LLC22} := \frac{V_{LLC22}}{I_{LLC}} = 10.736\,\Omega$

$P_{LLC1} := V_{LLC11} \cdot I_{LLC} = 3.994 \times 10^{3}\,W$

$P_{LLC22} := V_{LLC22} \cdot I_{LLC} = 2.853 \times 10^{3}\,W$

Frequência mínima de operação para operar na região indutiva com comutação ZVS

$V_1 = 460\,V$	Tensão máxima de entrada
$L_r = 30.625 \cdot \mu H$	Indutância série ressonante
$a = 2.7$	Relação de transformação
$f_{r1} := \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = 100 \cdot kHz$	Frequência do circuito ressonante LrCr
$\omega_{r1} := 2 \cdot \pi \cdot f_{r1} = 6.283 \times 10^{5} \cdot \frac{rad}{s}$	Frequência angular de ressonância
$Io_{norm} := \frac{\omega_{r1} \cdot L_r}{V_1} \cdot \frac{I_{LLC}}{a} = 0.253$	Corrente de carga normalizada
$I_{o.1} := Io_{norm} \cdot I_{LLC} = 4.116\,A$	

$$f_{nmin} := \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{64\lambda}{\pi^4 \cdot Io_{norm}^{\,2}}}} = 0.572$$

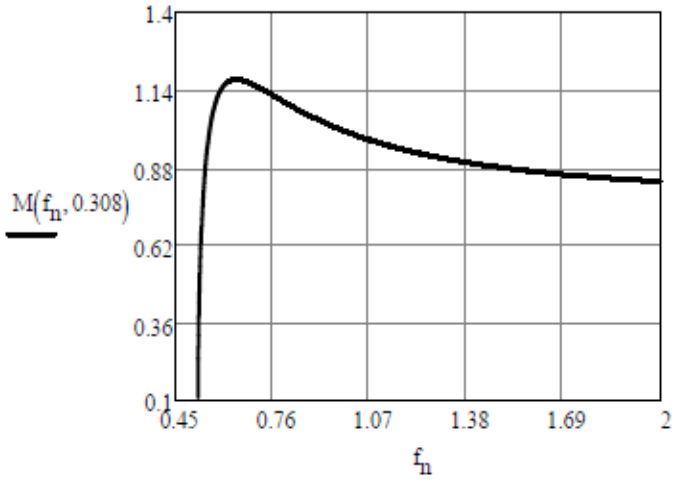
Frequência mínima de comutação normalizada

$f_{smin} := f_{r1} \cdot f_{nmin} = 57.161 \cdot kHz$

Frequência mínima de comutação para operação em ZVS

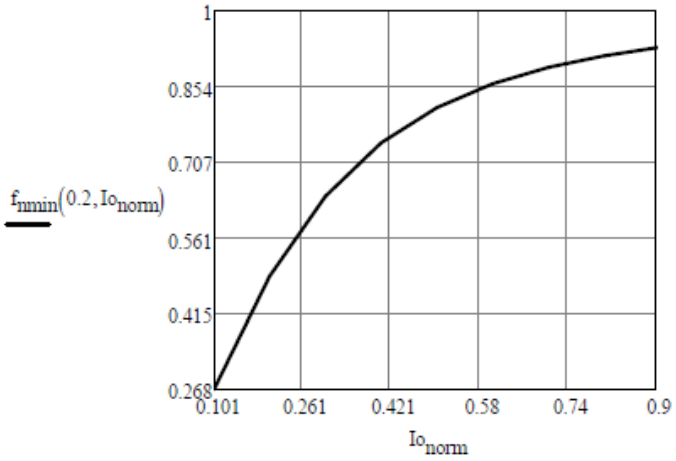
$f_n := 0.1, 0.101 .. 2$

$$M(f_n, Io_{norm}) := \frac{\sqrt{f_n^{\,4} - \left[\frac{\pi^2}{8} \cdot \left(f_n^{\,2} - 1\right) \cdot Io_{norm}\right]^2}}{f_n^{\,2} \cdot (\lambda + 1) - \lambda}$$



$Io_{norm} := 0, 0.101 .. 1$

$$f_{nmin}(\lambda, Io_{norm}) := \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{64\lambda}{\pi^4 \cdot Io_{norm}^{\,2}}}}$$



Esforços nas chaves

$P_{LLC} = 4 \cdot kW$	Corrente de saida do conversor LLC
$V_{LLC} := 245V$	Tensão de saída do conversor LLC
$f_s := 64kHz$	Frequência de comutação máxima
$V_{in} := 460V$	Tensão de entrada máxima
$\lambda := 0.2$	Razão entre Lr/Lm
$fs_{max} := 100kHz$	Frequencia Máxima de comutação
$a := 2.7$	Relação de transformação
$R_{LLC} := \frac{V_{LLC}^2}{P_{LLC}} =$	Resistência de carga
$Rca_1 := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{LLC} \cdot a^2 = 88.673\,\Omega$	Resistência de carga refletida ao primário
$C_r := 82.712\,nF$	Capacitor de ressonância

$L_r := 30.625\ \mu H$ — Indutor de ressonância

$Z_{r1} := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 19.242\ \Omega$ — Impedância do circuito ressonante LrCr

$Q := \frac{\omega_{r1} \cdot L_r}{Rca_1} = 0.217$ — Fator de Qualidade

$f_n := \frac{f_s}{fs_{max}} = 0.64$ — Frequência de operação máxima normalizada

$Z_{1\lambda} := Z_{r1} \cdot \sqrt{\left(\frac{Q \cdot f_n^{\,2}}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2 + \left(\frac{f_n^{\,2} - 1}{f_n} + \frac{\lambda \cdot f_n}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2} = 37.393\ \Omega$ — Impedância de entrada visto da entrada do circuito tanque ressonante

$I_{x1} := \frac{4 \cdot V_1}{\pi \cdot Z_1} = 15.663\ A$ — Corrente de pico da entrada do circuito tanque ressoannte

$j := \sqrt{-1}$

$Lr := 0.031 \cdot \frac{1}{1000}$

$Lm := 0.153 \frac{1}{1000}$

$Cr := 0.063 \frac{1}{1000000}$

$a := 2.7$

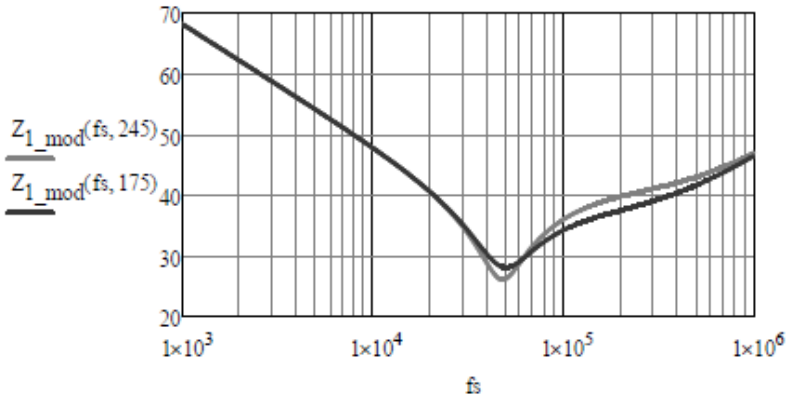
$Io := 16$

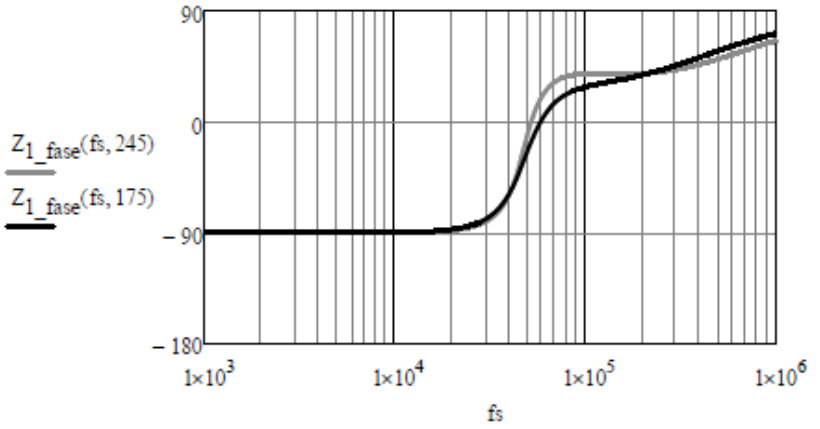
$$Z_1(fs, Vo) := \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fs \cdot Lm \cdot \left(\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{Vo}{Io} \cdot a^2\right)}{\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{Vo}{Io} \cdot a^2 + j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fs) \cdot Lm} + j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fs) \cdot Lr + \frac{1}{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fs) \cdot Cr}$$

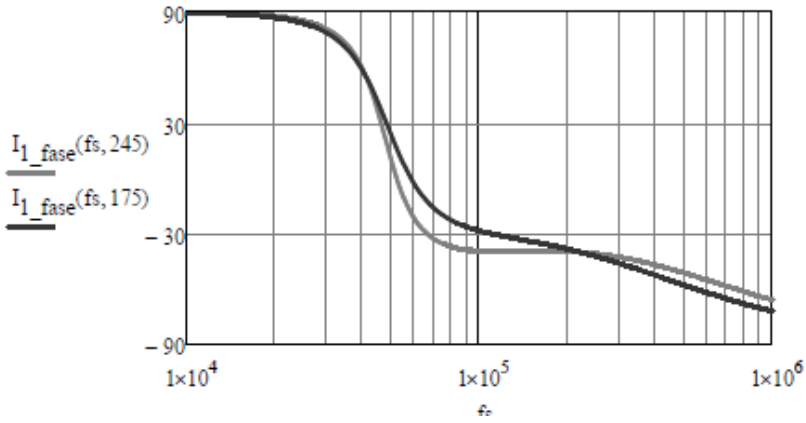
$Z_{1_mod}(fs, Vo) := 20 \log\left(\left|Z_1(fs, Vo)\right|\right)$

$Z_{1_fase}(fs, Vo) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(Z_1(fs, Vo)\right)$

$$I_{1_fase}(fs, Vo) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(Z_1(fs, Vo)\right)$$







$\Delta t := 0$ Consideração de tempo morto nulo

$\phi_{z1} := -27.742$ Argumento da impedância de entrada

$\phi_i := |\phi_{z1}| = 27.742$ Ângulo de defasagem entre tensão e corrente

$I_{x1} = 15.663\,A$ Corrente de pico do circuito tanque ressonante

Corrente média nos interruptores da ponte para Vo=175V

$$Is_{med} := \frac{1}{2\pi}\cdot\left[\left(\int_{\frac{27.742}{180}\cdot\pi}^{\pi-\Delta t} I_{x1}\cdot\sin(\theta)\,d\theta\right) - \int_{2\cdot\pi}^{2\cdot\pi+\frac{27.742}{180}\cdot\pi} I_{x1}\cdot\sin(\theta)\,d\theta\right] = 4.413\,A$$

Corrente média nos interruptores da ponte para Vo=245V

$$Is_{ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi}\cdot\left[\int_{\frac{38}{180}\cdot\pi}^{\pi-\frac{27.742}{180}\cdot\pi} \left(I_{x1}\cdot\sin(\theta)\right)^2 d\theta + \int_{2\cdot\pi}^{2\cdot\pi+\frac{27.742}{180}\cdot\pi} \left(I_{x1}\cdot\sin(\theta)\right)^2 d\theta\right]} = 7.606\,A$$

Capacitor C mínimo para comutação suave ZVS

$V_1 = 460\,V$

$L_r = 0.031\cdot mH$

$L_m = 0.153\cdot mH$

$C_r = 0.083\cdot\mu F$

$f_{sw} := 1$

$\lambda = 0.2$

$$Imp_{no} := \tan\left(\frac{\pi}{2 \cdot f_n} \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}}\right) = 0.747$$

$$Z_2 := \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}} = 47.133\,\Omega$$

$$I_{mp} := \frac{V_1}{Z_2} \cdot Imp_{no} = 7.286\,A$$

Corrente magnetizante mínima para comutação suave zvs

$t_c := 350ns$

Tempo morto sugerido

$$C := \frac{I_{mp} \cdot t_c}{2 \cdot V_1} = 2.772 \cdot nF$$

Capacitor externo a chave

Esforços capacitor de ressonância

$P_{LLC} = 4 \times 10^3\,W$

$V_{LLC} := 245V$

$$R_{LLC} := \frac{V_{LLC}^2}{P_{LLC}} = 15.006\,\Omega$$

$$Rca := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{LLC} \cdot a^2 = 88.673\,\Omega$$

O fator de qualidade para a analise das correntes em Cr será variavel a medida que a carga Ro também variará com VLLC

$$Q := \frac{\omega_{r1} \cdot L_r}{Rca} = 0.217$$

$f_n := 0.64$

Frequência normalizada para a potencia de 4KW

$$Z_{1n} := \sqrt{\left(\frac{Q \cdot f_n^{\,2}}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2 + \left(\frac{f_n^{\,2} - 1}{f_n} + \frac{\lambda \cdot f_n}{Q^2 \cdot f_n^{\,2} + \lambda^2}\right)^2} = 1.943$$

Impedância de entrada normalizada, visto da entrada do circuito tanque ressonante

$$Z_{r1} := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 19.242\,\Omega$$

Impedância do circuito ressonante Lr-Cr

$$Z_{1} := Z_{1n} \cdot Z_{r1} = 37.393\,\Omega$$

Impedância de entrada

$$Vx_1 := \frac{4 \cdot V_1}{\pi} = 585.69\,V$$

Tensão de pico de entrada

$$Ix_1 := \frac{Vx_1}{Z_1} = 15.663\,A$$

Corrente de pico de entrada

$$Ic_{ef} := \frac{Ix_1}{\sqrt{2}} = 11.075\,A$$

Corrente eficaz no capacitor de ressonancia

$$C_r = 82.712 \cdot nF$$

Capacitância de ressonancia

$$C_{ra} := \frac{330}{4}\,nF = 82.5 \cdot nF$$

Capacitância equivalente da associação de capacitores Cr

$$Vc_p := \frac{Ix_1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_r} = 470.921\,V$$

Tensão pico sobre a associação de capacitores de ressonancia

$$Vc_{ef} := \frac{Vc_p}{\sqrt{2}} = 332.991\,V$$

Tensão eficaz sobre a associação de capacitores de ressonancia

Através desses parametros e de sua verificação por simulação, obtou-se por associar quatro capacitores KEMET de 330nF com Irms=14A, VDC=3kV, o que equivale a um capacitor de 82..5nF, de forma a garantir uma corrente de 12A (sem controle) obtida para a frequência mínima de chaveamento de 64kHz.

Vale ressaltar que o valor de 12A (rms) da corrente no capacitor é obtida simulando apenas um LLC, com a associação dos três LLC's o valor dessa corrente passa para 16A (com controle). Com relação ao capacitor o mesmo consegue suportar até 24A.

Indutor série ressonante

O indutor será projetado considerando a maior dissipação de potência no circuito tanque ressonante, ou seja, com frequência de 64kHz para uma tensão de saída de 245V.

a) Características do projeto

$C_r := 82.712\ nF$	Capacitor de ressonância
$L_r := 30.625\ \mu H$	Indutor de ressonância
$Z_{rlc} := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 19.242\ \Omega$	Impedância do circuito ressonante LrCr
$Z_{Lr} := 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_r = 12.315\ \Omega$	Impedância da indutância série ressonante
$I_{xl} := \frac{4 \cdot V_1}{\pi \cdot Z_1} = 15.663\ A$	Corrente de pico da entrada do circuito tanque ressoannte
$I_{xef} := \frac{I_{x1}}{\sqrt{2}} = 11.075\ A$	Corrente eficaz da entrada do circuito tanque ressoannte
$V_{Lr} := I_{xef} \cdot Z_{Lr} = 136.395\ V$	Tensão sobre o indutor de série ressonância
$I_{Lr} := I_{xef} = 11.075\ A$	Corrente no indutor ressonante
$T_a := 40$	Temperatura durante operação
$K_h := 4 \cdot 10^{-5}$	Coeficiente de perdas por histerese
$K_f := 4 \cdot 10^{-10}$	Coeficiente de perdas por correntes para
$\rho_{fio} := 1.72 \cdot 10^{-8}\ m \cdot \Omega$	Resistividade do fio por m

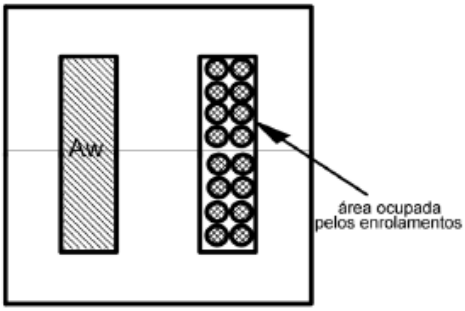
b) Definição do núcleo do transformador

Ae — Area da seção tranversal do núcleo

Aw — Área da janela do núcleo

$Kp := 0.5$ — Fator de utilização

$K_w := 0.5$ — Fator de utilização da área da janela



$J := 245 \frac{A}{cm^2}$ — Densidade de corrente

$B_{max} := 0.1T$ — Variação da densidade de fluxo em projeto

$\mu o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ — Permeabilidade do ar

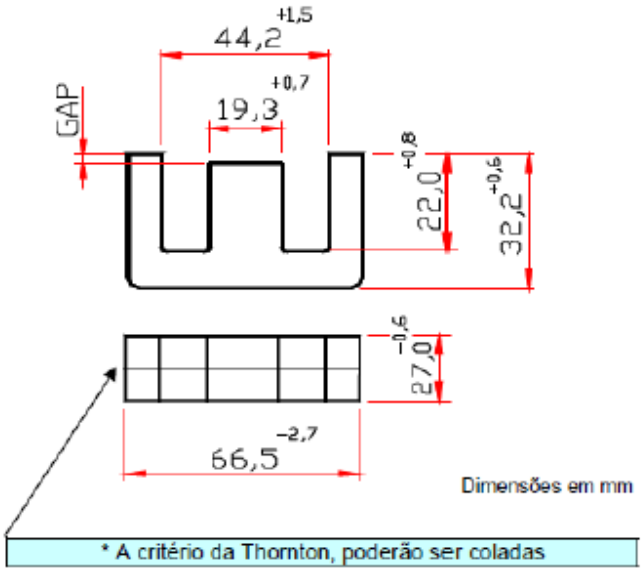
Os valores de Kp, Kw, j e ΔB são valores típicos extraídos da literatura de Projetos de fontes chaveadas. Ivo Barbi

$fs_{min} := 64kHz$ — Frequencia mínima de operação

$$AeAw := \frac{V_{Lr} \cdot I_{Lr}}{4K_w \cdot Kp \cdot J \cdot fs_{min} \cdot B_{max}} = 9.634 \cdot cm^4$$

Produto das áreas do núcleo

Para escolha do núcleo apropriado utiliza-se o núcleo NEE-65/33/26-7200-IP12-R



$l_{espira} := 147mm$ — Comprimento médio em cm de uma espira para um núcleo

$V_{núcleo} := 78.2cm^3$ — Volume do núcleo NEE-65/33/26-7200-IP12-R

$A_e := 5.211cm^2$ — Seção transversal do núcleo

$A_w := 4.039cm^2$ — Seção transversão livre do carretel

$A_e \cdot A_w = 21.047 \cdot cm^4$ — Produto final das áreas associadas dos núcleos

$$B_{max11} := \frac{V_{Lr} \cdot I_{Lr}}{4K_w \cdot Kp \cdot J \cdot fs_{min} \cdot A_e \cdot A_w} = 0.046 \cdot T$$ — Variação da densidade de fluxo em projeto do novo núcleo

$B_{maxddv} := 0.11T$ — Variação da densidade de fluxo desejado.

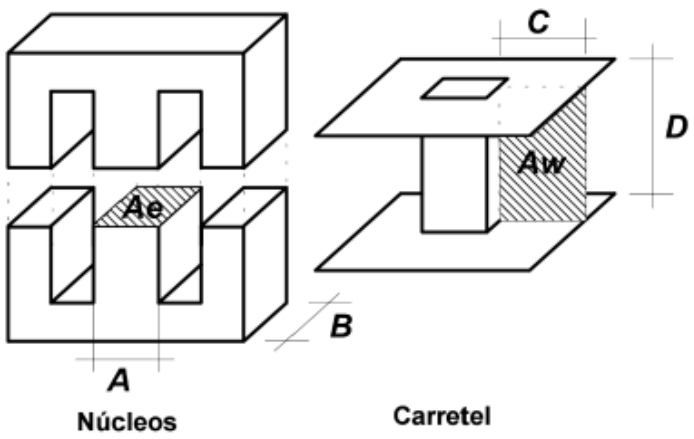


Fig. 1 –Núcleo e carretel do tipo E.

c) Número de espiras do primário

$$N := \text{ceil}\left(\frac{V_{Lr}}{4A_e \cdot B_{max11} \cdot fs_{min}}\right) = 10$$

d) Entreferro

A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do nucleo, fazendo com que o valor de L seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo.

$L_d := 5\mu H$ — Dispersão no transformador

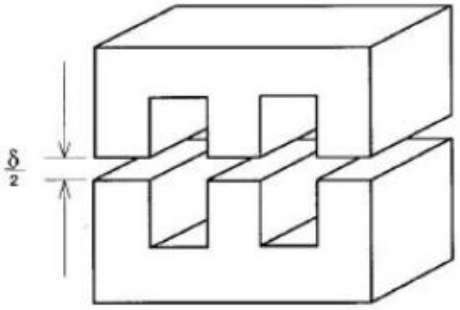
$L_{r1} := L_r - L_d$ — Indutância série ressonante

$$\delta := \frac{\mu o \cdot A_e N^2}{L_{r1}} = 2.555 \cdot mm$$ — Entreferro

Como será usado no projeto núcleos do tipo E como entreferros laterais e central, o valor calculado do entreferro calculado será dividido por 4, uma vez que se considera 4 espaços de entreferro (dois laterias e dois centrais, visto que a área central

corresponde a soma das laterais.)

$lg := \frac{\delta}{4} = 0.639 \cdot mm$ Entreferro para núcleo E



$fsmax := 100 \cdot 10^3$ Frequência de ressonância do conversor

$\Delta := \frac{2 \cdot 7.5}{\sqrt{fsmax}} = 0.047$ Diâmetro máximo do condutor permitido

Para encontrar a seção do fio que será usado a tabela de fios da American Wire Gauge (AWG)

Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm^2)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm^2)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm^2
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

Verifica-se a partir da tabela que a maior seção escolhida deverá ser 25AWG, contudo para uma melhor simplificação nos bobinamentos dos indutores, serão utilizados fios **28AWG**.

$S\Delta := 0.00081\,cm^2$ Seção do condutor 28AWG

h) Seção do condutor (cm)

$J_1 := 245\,\frac{A}{cm^2}$ Densidade de corrente

$$S_p := \frac{I_{Lr}}{J_1} = 0.04521 \cdot cm^2$$

Seção do condutor para enrolamento do primário desejado, em função da densidade de corrente.

A seção calculada para o enrolamento secundário é maior do que a especificada pela profundidade de penetração. Desta forma será necessário usar-se condutores em paralelo de seção 28AWG, conforme especificado pela profundidade de penetração.

i) Número de condutores em paralelo no primário

$$N_{con1} := ceil\left(\frac{S_p}{S\Delta}\right) = 56$$

Número de condutores em paralelo para o enrolamento do primário

Seção dos condutores no primário:

55 fios de 28AWG em paralelo

o) Possibilidade de execução

$$S_{cu} := 0.001083 cm^2$$

$$k_u := \frac{(S_{cu} \cdot N_{con1}) \cdot N}{A_w \cdot K_w} = 0.3$$

Para ser executável Ku deve ser superior a 0.3 (ocupação mínima) e menor que 1 (ocupação máxima). Caso não seja possível construir o enrolamento na janela disponível, deve-se ajustar os parametros Bmax, Jmax e Ncondutores ou ainda escolher outro núcleo.

p) Cálculos térmicos

Devido às não idealidades tem-se perdas no indutor. As perdas totais são compostas de perdas no cobre (efeito Joule) e perdas magnéticas (ou perdas no núcleo).

p.1) Perdas no cobre

$$N = 10$$

Número de espiras do indutor

$$l_{espira1} := N \cdot l_{espira} = 1.47 m$$

Comprimento médio do condutor por espira

$l_{total1} := N_{con1} \cdot l_{espira1} = 82.32\,m$ — Comprimento total do condutor no indutor

$\rho_{cu} := 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ — Resistividade do cobre

$R_p := \frac{\rho_{cu} \cdot l_{espira1}}{N_{con1} \cdot S\Delta} = 5.509 \times 10^{-3} \cdot \Omega$ — Resistência do enrolamento do primário

$P_{cobre} := R_p \cdot I_{Lr}^{2} = 0.676\,W$ — Perdas no cobre

p.2) Perdas magnéticas

As perdas magnéticas são devidas basicamente à histerese.

$B_{max11} := 0.11$ — Variação da densidade de fluxo desejado.

$K_h := 4 \cdot 10^{-5}$ — coeficiente de perdas por histerse

$K_f = 4 \times 10^{-10}$ — coeficiente de perdas por correntes parasitas

$fs := 64 \cdot 10^{3}$ — Frequencia de ressonância

$V_{núcleo1} := 78.2$ — Volume do núcleo

$P_{núcleo} := B_{max11}^{2.4} \cdot \left(K_h \cdot fs + K_f \cdot fs^{2}\right) \cdot V_{núcleo1} \cdot W = 1.643\,W$ — Perdas no núcleo

p.3) Resistência térmica do núcleo:

$Rt_{nucleo} := 23 \cdot \left(A_e \cdot A_w\right)^{-0.37}$

$A_e \cdot A_w = 21.047 \cdot cm^{4}$

$Rt_{nucleo1} := 23 \cdot (21.047)^{-0.37} = 7.45$

p.4) Perdas totais

$P_{cobre} = 0.676\,W$

$P_{núcleo} = 1.643\,W$

$P_{totais} := P_{cobre} + P_{núcleo} = 2.319\,W$

p.5) Elevação de temperatura:

$\Delta T := \left(P_{cobre} \cdot P_{núcleo1}\right) \cdot Rt_{nucleo1}$

$\Delta T_1 := \left(P_{totais} \cdot \frac{1}{W}\right) \cdot Rt_{nucleo1} = 17.275$

Transformador

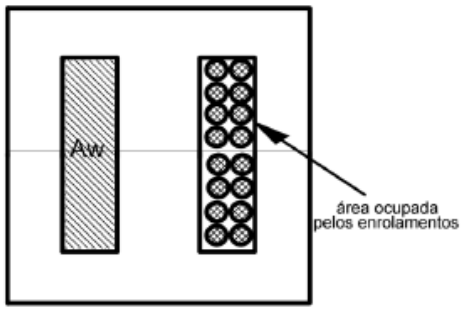
O transformador será projetado considerando a maior dissipação de potência no circuito tanque ressonante, ou seja, com frequência de 64kHz para uma tensão de saída de 245V.

a) Características do projeto

$a = 2.7$	Relação de transformação
$P_{trafo} := 4kW$	Potência do transformador
$T_{max} := 40$	Temperatura durante operação
$K_{hw} := 4 \cdot 10^{-5}$	Coeficiente de perdas por histerese
$K_{fw} := 4 \cdot 10^{-10}$	Coeficiente de perdas por correntes parasitas
$\rho_{fio} := 1.72 \cdot 10^{-8} m \cdot \Omega$	Resistividade do fio por m

b) Definição do núcleo do transformador

A.w	Área da seção tranversal do núcleo
A.e	Área da janela do núcleo
$Kp := 0.7$	Fator de utilização do primário
$K_w := 0.4$	Fator de utilização da área da janela



$J := 300 \frac{A}{cm^2}$ Densidade de corrente

$B_{max} := 0.02T$ Variação da densidade de fluxo em projeto

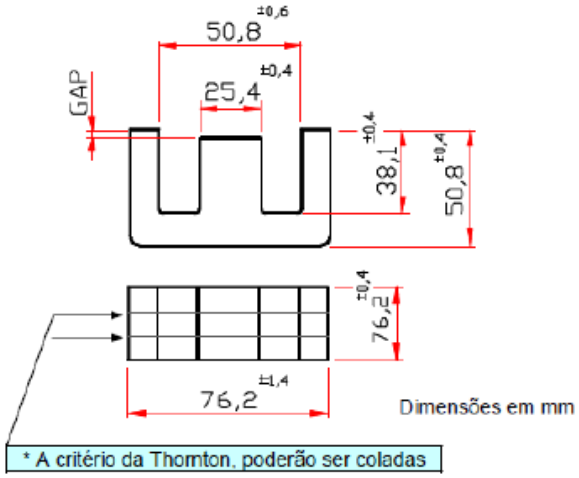
$\mu o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ Permeabilidade do ar

Os valores de Kp, Kw, j e ΔB são valores típicos extraídos da literatura de Projetos de fontes chaveadas. Ivo Barbi

$$AeAw := \frac{P_{trafo}}{4K_w \cdot Kp \cdot J \cdot fs_{min} \cdot B_{max}} = 93.006 \cdot cm^4$$

Produto das áreas do núcleo

Para escolha do núcleo apropriado utiliza-se o núcleo NEE-76/50/76-IP12R



$l_{espira} := 217.69mm$ — Comprimento médio em cm de uma espira para um núcleo

$V_{núcleo} := 421.350cm^3$ — Volume do núcleo
NEE-76/50/76-10800-IP12R

$A_e := 19.8cm^2$ — Seção transversal do núcleo

$A_w := 8.5cm^2$ — Seção transversal livre do carretel

$A_e \cdot A_w = 168.3 \cdot cm^4$ — Produto final das áreas associadas dos núcleos

$$B_{maxdv} := \frac{P_{trafo}}{4K_w \cdot Kp \cdot J \cdot fs_{min} \cdot A_e \cdot A_w} = 0.011\,T$$

Variação da densidade de fluxo em projeto do novo núcleo

$B_{maxdv} := 0.11T$ — Variação da densidade de fluxo desejado.

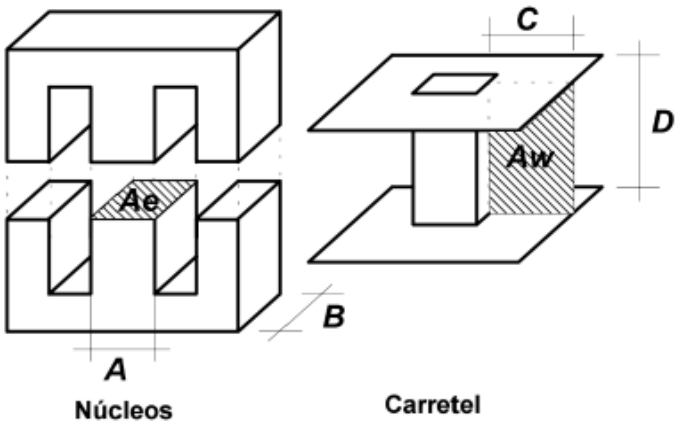


Fig. 1 –Núcleo e carretel do tipo E.

c) Número de espiras do primário

$$V_{LLC} = 245\,V$$

$$V_{y1} := \frac{4V_{LLC}}{\pi} \cdot a = 842.248\,V$$

$$Vy1_{ef} := \frac{V_{y1}}{\sqrt{2}} = 595.559\ V$$

$$N_p := ceil\left(\frac{Vy1_{ef}}{4A_e \cdot B_{max11} \cdot fs_{min}}\right) = 11$$

d) Entreferro

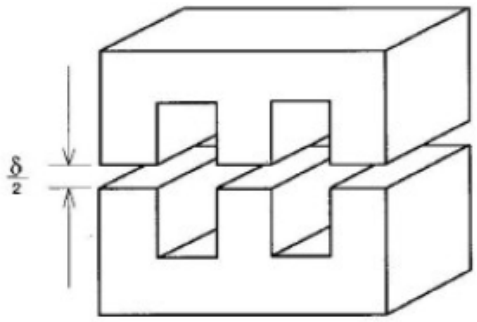
A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do nucleo, fazendo com que o valor de L seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo.

$$\delta := \frac{\mu o \cdot A_e N_p^{\ 2}}{L_m} = 1.966 \cdot mm$$

Como será usado no projeto núcleos do tipo E como entreferros laterais e central, o valor calculado do entreferro calculado será dividido por 4, uma vez que se considera 4 espaços de entreferro (dois laterais e dois centrais, visto que a área central corresponde a soma das laterais.)

$$lg := \frac{\delta}{2} = 0.983 \cdot mm$$

Entreferro para núcleo E



e) Número de espiras do secundário

$a = 2.7$

Relação de transformação

$$N_s := \left(\frac{N_p}{a}\right) = 4.074$$

Número de espiras do secundário

f) Seção máxima dos condutores em (cm)

$fsmax := 100 \cdot 10^3$ Frequência de ressonância do conversor

$\Delta := \frac{2 \cdot 7.5}{\sqrt{fsmax}} = 0.047$ Diâmetro máximo do condutor permitido

Para encontrar a seção do fio que será usado a tabela de fios da American Wire Gauge (AWG)

Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm^2)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm^2)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm^2
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,00004	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

Verifica-se a partir da tabela, com o valor do diametro, a seção do condutor escolhido:

$S\Delta := 0.001624 cm^2$ Seção do condutor 25AWG

Secção máxima dos condutores deste projeto será: (valor sujeito a alterações conforme a tabela de fios e cobres)

25AWG

g) Corrente eficaz no primário

$I_{m1} := \frac{4 \cdot V_1}{\pi \cdot Z_1} = 15.663 A$ Corrente de pico da entrada do circuito tanque ressoannte

$$Ix_{ef} := \frac{I_{x1}}{\sqrt{2}} = 11.075\,A$$ Corrente de eficaz da entrada do circuito tanque ressoannte

$$I_{mp.normalizada} := \tan\left(\frac{\pi}{2 \cdot f_n} \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}}\right) = 1.564$$ Corrente magnetizante de pico normalizada

$$Z_2 := \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}} = 47.133\,\Omega$$ Impedancia do circuito tanque ressonante

$$I_{mp} := \frac{V_1}{Z_2} \cdot I_{mp.normalizada} = 15.266\,A$$ Corrente de pico na indutância de magnetização

$$Imp_{ef} := \frac{I_{mp}}{\sqrt{3}} = 8.814\,A$$ Corrente de eficaz na indutância de magnetização (forma triângular)

$$I_{1ef} := \sqrt{Ix_{ef}^{\,2} - Imp_{ef}^{\,2}} = 6.707\,A$$ Corrente eficaz máxima no enrolamento do primário

$$I_{2ef} := I_{1ef} \cdot a = 18.108\,A$$ Corrente eficaz no enrolamento secundário

Vale dizer que quanto maior for a distância da frequência operação do conversor da frequência de ressonância, definida como 100kHz, maior será os níveis de harmônicas o que resulta em distorções nos valores calculados em projeto. Por simulação, o valor eficaz das tensões descritas foram dadas assim:

RMS Value

Time From	2.6624000e-003
Time To	3.1104100e-003
Ix	1.2069142e+001
I(Lm)	8.9234085e+000
Ix-I(Lm)	8.1934645e+000
I2	2.2122354e+001

Baseado nessas premissas, serão considerados os valores obtidos em simulção no dimensionamento do transformador, como segue:

$I_{1ef} := 8.923A$ Corrente eficaz no primário simulada

$I_{2ef} := 22.122A$ Corrente eficaz no secundário simulada

h) Seção do condutor para o primário (cm)

$J_1 := 175 \frac{A}{cm^2}$ Densidade de corrente no primário

$S_p := \frac{I_{1ef}}{J_1} = 0.05099 \cdot cm^2$ Seção do condutor para enrolamento do primário desejado, em função da densidade de corrente.

A seção calculada para o enrolamento secundário é maior do que a especificada pela profundidade de penetração. Desta forma será necessário usar-se condutores em paralelo de seção 25AWG, conforme especificado pela profundidade de penetração.

i) Número de condutores em paralelo no primário

$N_{con1} := ceil\left(\frac{S_p}{S\Delta}\right) = 32$ Número de condutores em paralelo para o enrolamento do primário

Seção dos condutores no primário:

32 fios de 25AWG em paralelo

j) Seção do condutor para enrolamento secundário (cm)

$J_2 := 200 \frac{A}{cm^2}$ Densidade de corrente no secundário

$S_s := \frac{I_{2ef}}{J_2} = 0.11061 \cdot cm^2$ Seção do condutor para enrolamento do secundário desejado, em função da densidade de corrente.

l) Número de condutores em paralelo no secundário

$N_{con2} := ceil\left(\frac{S_s}{S\Delta}\right) = 69$ Número de condutores em paralelo para o enrolamento do secundário

Seção dos condutores no primário:

69 fios de 25AWG em paralelo

m) Possibilidade de execução

$S_{cu} := 0.001624\,cm^2$

$$k_u := \frac{(S_{cu} \cdot N_{con1}) \cdot N_p + (S_{cu} \cdot N_{con2}) \cdot N_s}{A_w \cdot K_w} = 0.302$$

Para ser executável Ku deve ser superior a 0.3 (ocupação mínima) e menor que 1 (ocupação máxima). Caso não seja possível construir o enrolamento na janela disponível, deve-se ajustar os parametros Bmax, Jmax e Ncondutores ou ainda escolher outro núcleo.

p) Cálculos térmicos

Devido às não idealidades tem-se perdas no indutor. As perdas totais são compostas de perdas no cobre (efeito Joule) e perdas magnéticas (ou perdas no núcleo).

p.1) Perdas no cobre

$N_p = 11$ — Número de espiras do primário

$N_s = 4.074$ — Número de espiras do secundário

$l_{espira1} := N_p \cdot l_{espira} = 2.395\,m$ — Comprimento médio do condutor por espira no primário

$l_{espira2} := N_s \cdot l_{espira} = 0.887\,m$ — Comprimento médio do condutor por espira no secundário

$l_{total1} := N_{con1} \cdot l_{espira1} = 76.627\,m$ — Comprimento total de condutor no primário

$l_{total2} := N_{con2} \cdot l_{espira2} = 61.195\,m$ — Comprimento total de condutor no secundário

$\rho_{cu} := 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ — Resistividade do cobre

$$R_p := \frac{\rho_{cu} \cdot l_{espira1}}{N_{con1} \cdot S\Delta} = 7.833 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$ — Resistência do enrolamento do primário

$$R_s := \frac{\rho_{cu} \cdot l_{espira2}}{N_{con2} \cdot S\Delta} = 1.345 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$ — Resistência do enrolamento do secundário

$P_{cobre} := R_p \cdot I_{1ef}^2 + R_s \cdot I_{2ef}^2 = 1.282\,W$ — Perdas no cobre

p.2) Perdas magnéticas

As perdas magnéticas são devidas basicamente à histerese.

$B_{max11} := 0.09$

$K_h = 4 \times 10^{-5}$ coeficiente de perdas por histerse

$K_f = 4 \times 10^{-10}$ coeficiente de perdas por correntes parasitas

$fs := 64 \cdot 10^3$ Frequência minima de operação

$V_{núcleo1} := 421.350$ Volume do núcleo

$P_{núcleo} := B_{max11}^{2.4} \cdot \left(K_h \cdot fs + K_f \cdot fs^2\right) \cdot V_{núcleo1} \cdot W = 5.469\,W$ Perdas no núcleo

p.3) Resistência térmica do núcleo:

$Rt_{nucleo} := 23 \cdot \left(A_e \cdot A_w\right)^{-0.37}$

$A_e \cdot A_w = 168.3 \cdot cm^4$

$Rt_{nucleo1} := 23 \cdot (182.16)^{-0.37} = 3.352$

p.4) Perdas totais

$P_{cobre} = 1.282\,W$

$P_{núcleo} = 5.469 \cdot W$

$P_{totais} := P_{cobre} + P_{núcleo} = 6.751\,W$

p.5) Elevação de temperatura:

$\Delta T := \left(P_{cobre} \cdot P_{núcleo1}\right) \cdot Rt_{nucleo1}$

$\Delta T_1 := \left(P_{totais} \cdot \frac{1}{W}\right) \cdot Rt_{nucleo1} = 22.633$

Esforços diodos retificadores

$I_{LLC} := 16.3\,A$ — Corrente de saida

$I_{1ef} = 8.923\,A$ — Corrente de eficaz da entrada do circuito tanque ressoannte

$R_{ca} = 88.673\,\Omega$ — Resistência de carga refletida ao primário

$Z_{Lm} := 2 \cdot \pi \cdot fs_{min} \cdot L_m = 61.574\,\Omega$ — Impedância do indutor série ressonante

$ILm_{ef} := \frac{Rca_1}{Rca_1 + Z_{Lm}} \cdot Ix_{ef} = 6.537\,A$ — Corrente eficaz na indutância de magnetização

$I_{ef1} := \sqrt{Ix_{ef}^{\,2} - ILm_{ef}^{\,2}} = 8.941\,A$ — Corrente eficaz máxima no enrolamento do primário

$I_{ef2} := I_{1ef} \cdot a = 24.092\,A$ — Corrente eficaz máxima no enrolamento do primário

$Ico_{LLC} := I_{ef2} = 24.092\,A$ — Corrente eficaz no capacitor de saída

$I_{oef} := \sqrt{\left(I_{LLC}^{\,2} + Ico_{LLC}^{\,2}\right)} = 29.088\,A$ — Corrente eficaz na saída da ponte retificadora

$Io_p := I_{oef} \cdot \sqrt{2} = 41.137\,A$ — Valor da corrente de pico da corrente na saída da ponte retificadora

Como a corrente média no capacitor é nula, a corrente média em cada diodos da ponte corresponde a metade da corrente média da carga.

$I_{Dmed} := \frac{I_{LLC}}{2} = 8.15\,A$ — Corrente média em cada diodo da ponte retificadora

$I_{Def} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(Io_p \cdot \sin(\theta)\right)^2 d\theta} = 20.568\,A$ — Corrente eficaz em cada diodo da ponte retificadora

---

Dissipador

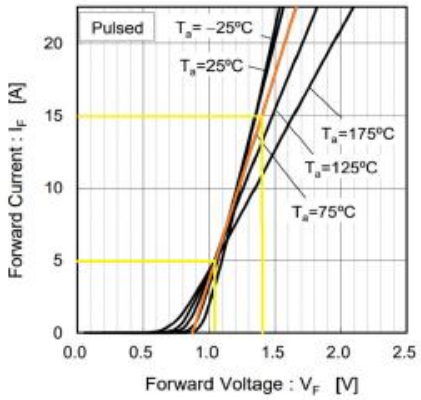
a) Diodos da ponte

a.1) Perdas de condução

$T_j := 175$ Temperatura de junção

$T_{max} := 75$ Temperatura ambiente

$\Delta T := T_j - T_a = 100$ Variação de temperatura



$v_{TO} := 0.85$ Tensão Limiar de condução

$r_T := \frac{1.4 - 1.05}{15 - 5} = 0.035$ Resistência de condução

$I_{Dmed} = 8.15\,A$ Corrente média de condução do diodo

$I_{Def} = 20.568\,A$ Corrente eficaz de condução do diodo

Perdas de condução do diodo

$$P_{condução_diodo_LLC} := \left(v_{TO} \cdot I_{Dmed} \cdot \frac{1}{A} + r_T \cdot I_{Def}^2 \cdot \frac{1}{A^2}\right) \cdot W = 21.735\,W$$

a.2) Perdas de comutação

Para o cáclculo das perdas será considerando a maior dissipação de potência no conversor ressonante LLC, ou seja, com frequência de 64kHz para uma tensão de saída de 245V.

$V_{RRM} := 650V$ Máxima tensão de recuperação reversa

$i_{RRM} := 15A$ Máxima corrente de recuperação reversa

$f_s := 64 \cdot kHz$ Frequência mínima de operação

$t_{rr} := (8.106 \times 10^{-9})s$

$V_{FP} := 1.55V$

$V_F := 1.35V$

$t_{rf} := \frac{t_{rr}}{2} = 4.053 \times 10^{-9}\,s$

$P_{off} := \frac{1}{2} \cdot V_{RRM} \cdot i_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 2.529\,W$

$P_{on} := \frac{1}{2} \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_{Dmed} \cdot t_{rf} \cdot f_s = 2.114 \times 10^{-4}\,W$

Perdas de comutação nos diodos

$P_{comutação_diodo_LLC} := (P_{off} + P_{on}) = 2.529\,W$

a.3) Perdas totais

$R_{jc_diodo_LLC} := 0.5$ Resistência junção-capsula

$R_{cd_diodo_LLC} := 0.5$ Resistência capsula-dissipador

$P_{diodo_LLC} := (P_{condução_diodo_LLC} + P_{comutação_diodo_LLC})\frac{1}{W} = 24.264$

Resistência dissipador-ambiente

$R_{da_diodo_LLC} := \frac{\Delta T}{P_{diodo_LLC}} - R_{jc_diodo_LLC} - R_{cd_diodo_LLC} = 3.121$

b.1) Perdas de condução

$Is_{ef} = 7.606\,A$ Corrente eficaz na chave

$R_{DS} := 0.21$ Resistência entre dreno-fonte

$D := 0.5$ Duty-cycle

$P_{condução_interruptor_LLC} := R_{DS} \cdot Is_{ef}^{2} \cdot D \cdot \frac{1}{A^2} \cdot W = 6.075\,W$ Perdas de condução

b.1) Perdas de comutação

Dado que o conversor LLC opera em modo ZVS, o mesmo não apresenta perdas po comutação.

$P_{comutacao_interruptor_LLC} := 0$ Perdas de comutação da chave

b.2) Perdas totais

$R_{jc_interruptor_LLC} := 0.69$ Resistência junção-capsula

$R_{cd_interruptor_LLC} := 0.21$ Resistência capsula-dissipador

$$P_{interruptor_LLC} := \left(P_{condução_interruptor_LLC} + P_{comutacao_interruptor_LLC}\right) \cdot \frac{1}{W} = 6.075$$

$$R_{da_ponte_interruptor} := \frac{\Delta T}{P_{interruptor_LLC}} - R_{jc_interruptor_LLC} - R_{cd_interruptor_LLC} = 15.561$$

c) Dissipador

$P_{ponte_diodo_LLC} := 4 \cdot P_{diodo_LLC} = 97.055$

$P_{ponte_interruptor_LLC} := 4 \cdot P_{interruptor_LLC} = 24.3$

$$T_{dissipador_diodo_LLC} := T_j - P_{ponte_diodo_LLC} \cdot \left(R_{jc_diodo_LLC} + R_{jc_diodo_LLC}\right) = 77.945$$

$T_{dissipador_interruptor_LLC} := T_j - P_{ponte_interruptor_LLC} \cdot \left(R_{jc_interruptor_LLC} + R_{jc_interruptor_}\right.$

$T_{dissipador_interruptor_LLC} = 141.467$

$P_{totais} := 4P_{diodo_LLC} + 4P_{interruptor_LLC} = 121.355$

$$R_{da} := \frac{T_{dissipador_interruptor_LLC} - T_a}{P_{totais}} = 0.548$$

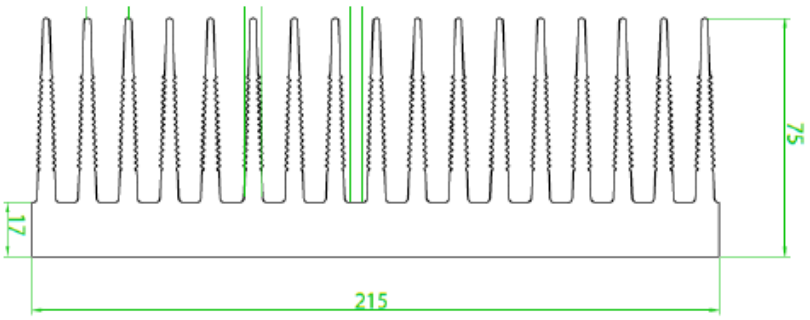
Resistência dissipador-ambiente considerando os 4 diodos e as 4 chaves

Dissipador HS 21575

Resistencia do Dissipador escolhido por °C/W/4"

$R_{da1} := 0.56$

Resistência dissipador-ambiente do dissipador escolhido padrão.



comprimento do Dissipador 200mm

$f_{comp} := 0.75$

Fator de correção do comprimento dado pelo fabricante

Resistência Final do Dissipador

$R_{daEscolhido} := R_{da1} \cdot f_{comp} = 0.42$

Resistência dissipador-ambiente do dissipador escolhido.

Capacitor de saída

$V_{LLC.max} := 245V$

$V_{LLC.min} := V_{LLC.max} - 0.02V_{LLC.max} = 240.1\,V$

$P_{LLC} := 4kW$

$$Co_{LLC} := \frac{P_{LLC}}{f_s \cdot \left(V_{LLC.max}^2 - V_{LLC.min}^2\right)} = 26.294 \cdot \mu F$$

APÊNDICE C – Schematic Retificador doze pulsos com LIT



Universidade Federal de Santa Catarina

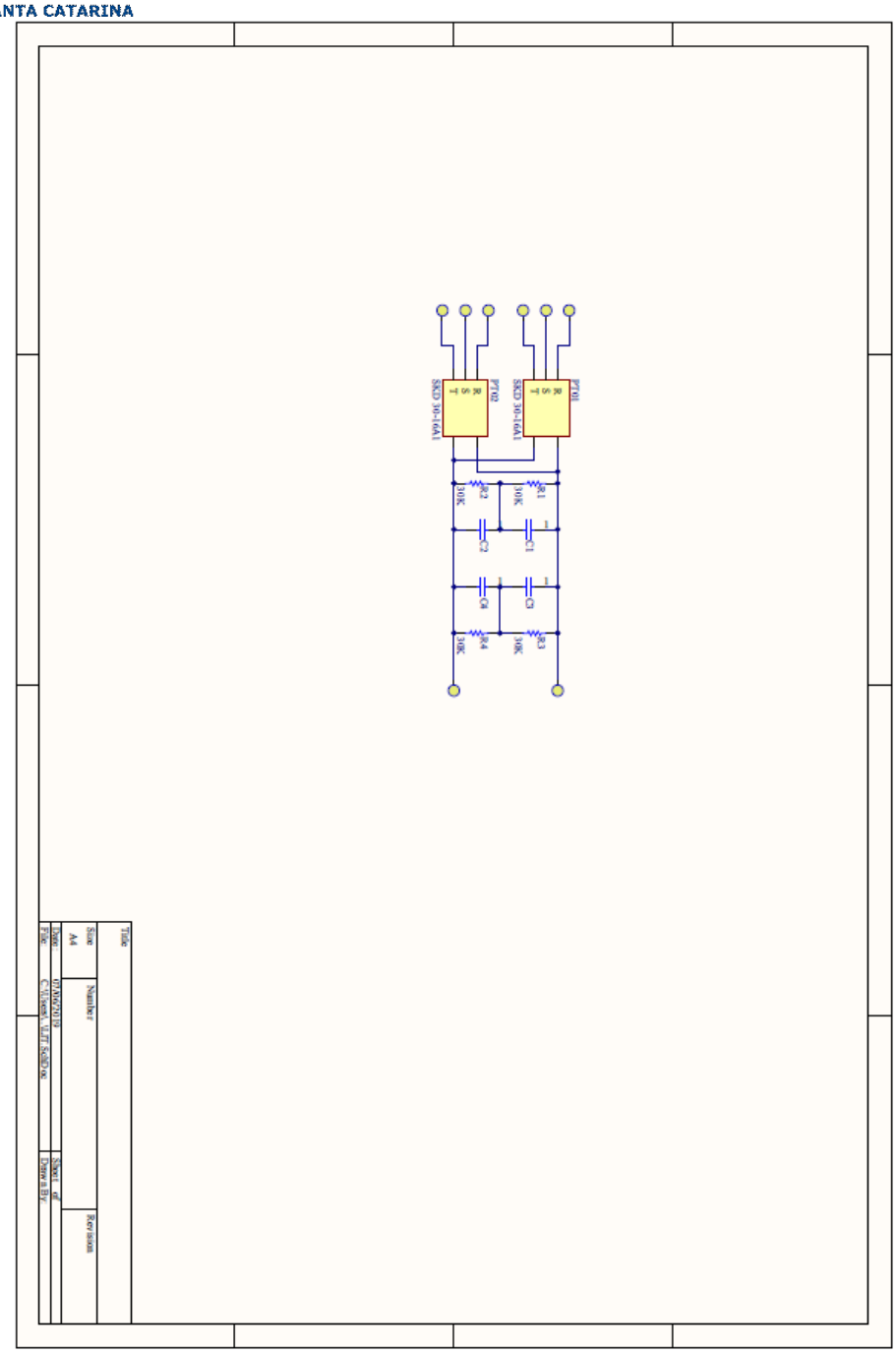
Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência



UNIVERSIDADE FEDERAL
DE SANTA CATARINA



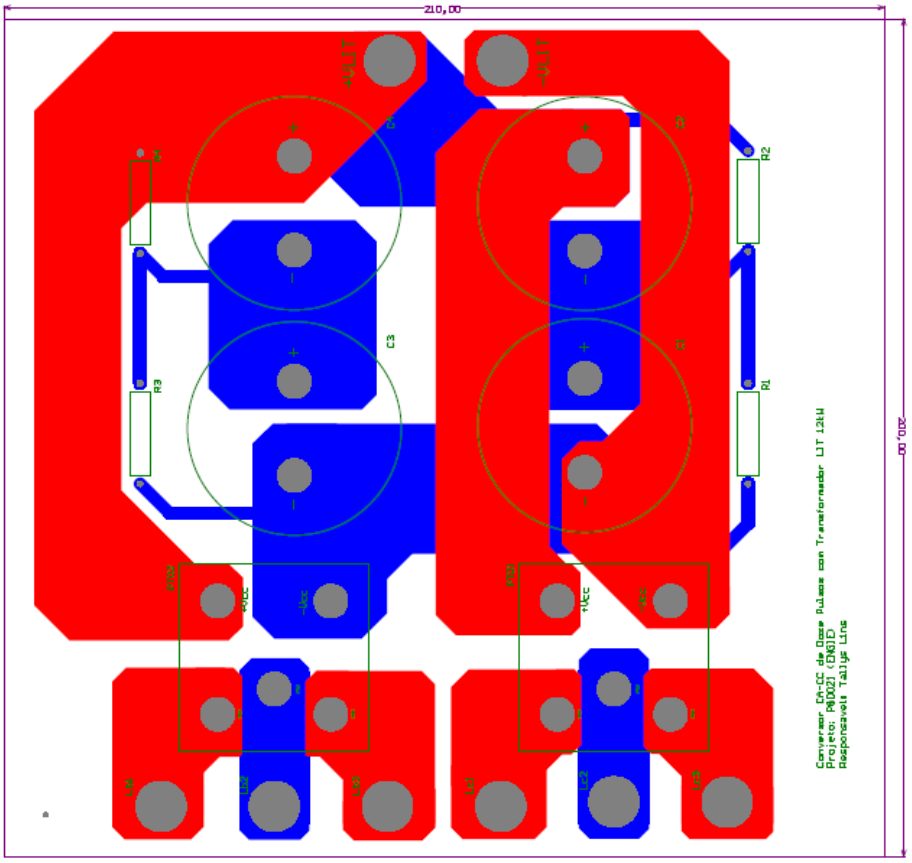
APÊNDICE D – PCB Retificador doze pulsos com LIT

Universidade Federal de Santa Catarina

Centro Tecnológico

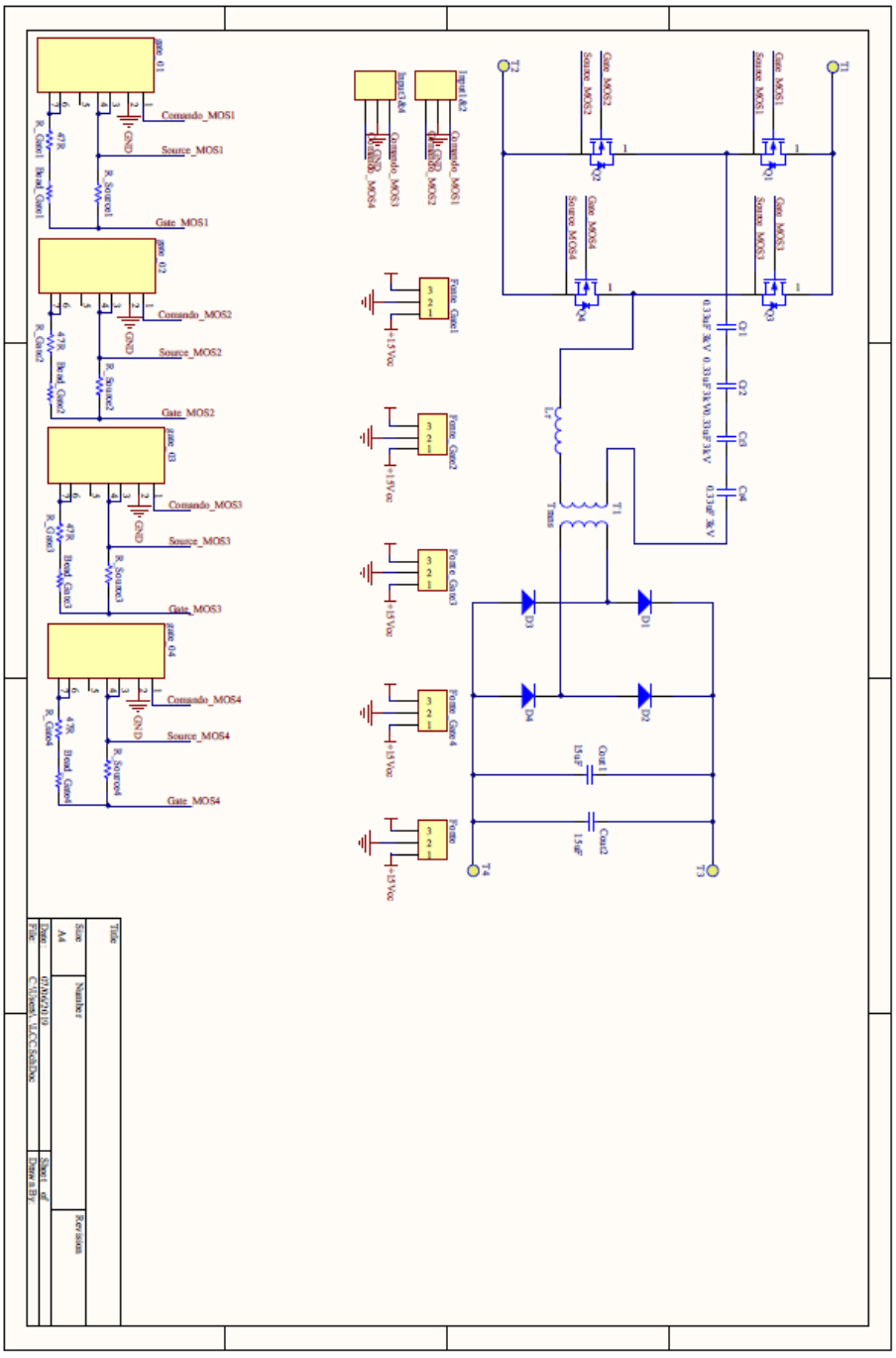
Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência



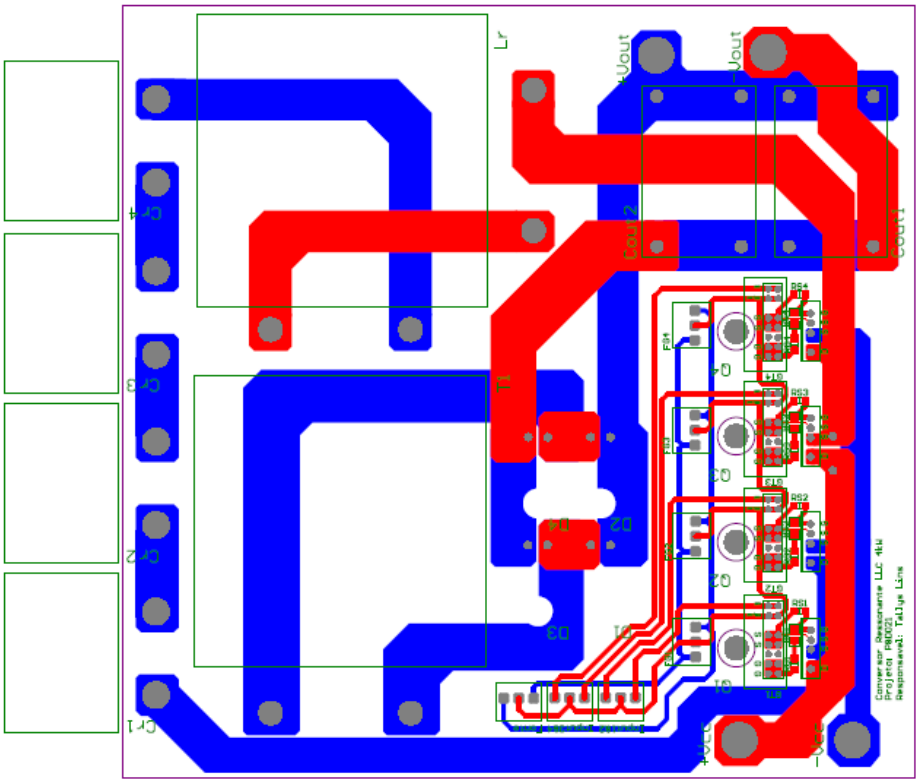
APÊNDICE E – Schematic Conversor Ressonante LLC

Universidade Federal de Santa Catarina
Centro Tecnológico
Programa de Pós-Graduação em
Eletrônica de Potência



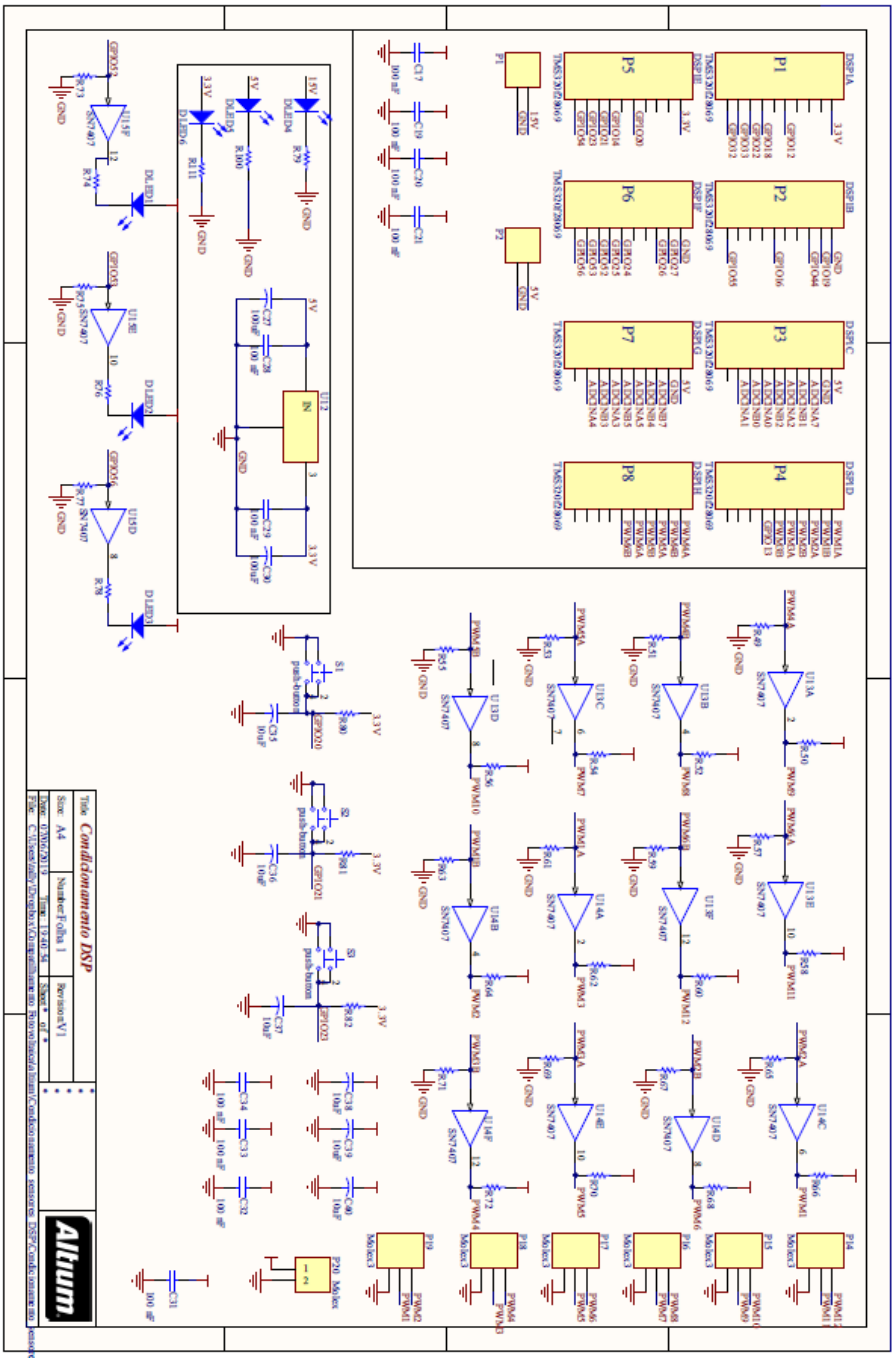
APÊNDICE F – PCB Conversor Ressonante LLC

Universidade Federal de Santa Catarina
Centro Tecnológico
Programa de Pós-Graduação em
Eletrônica de Potência



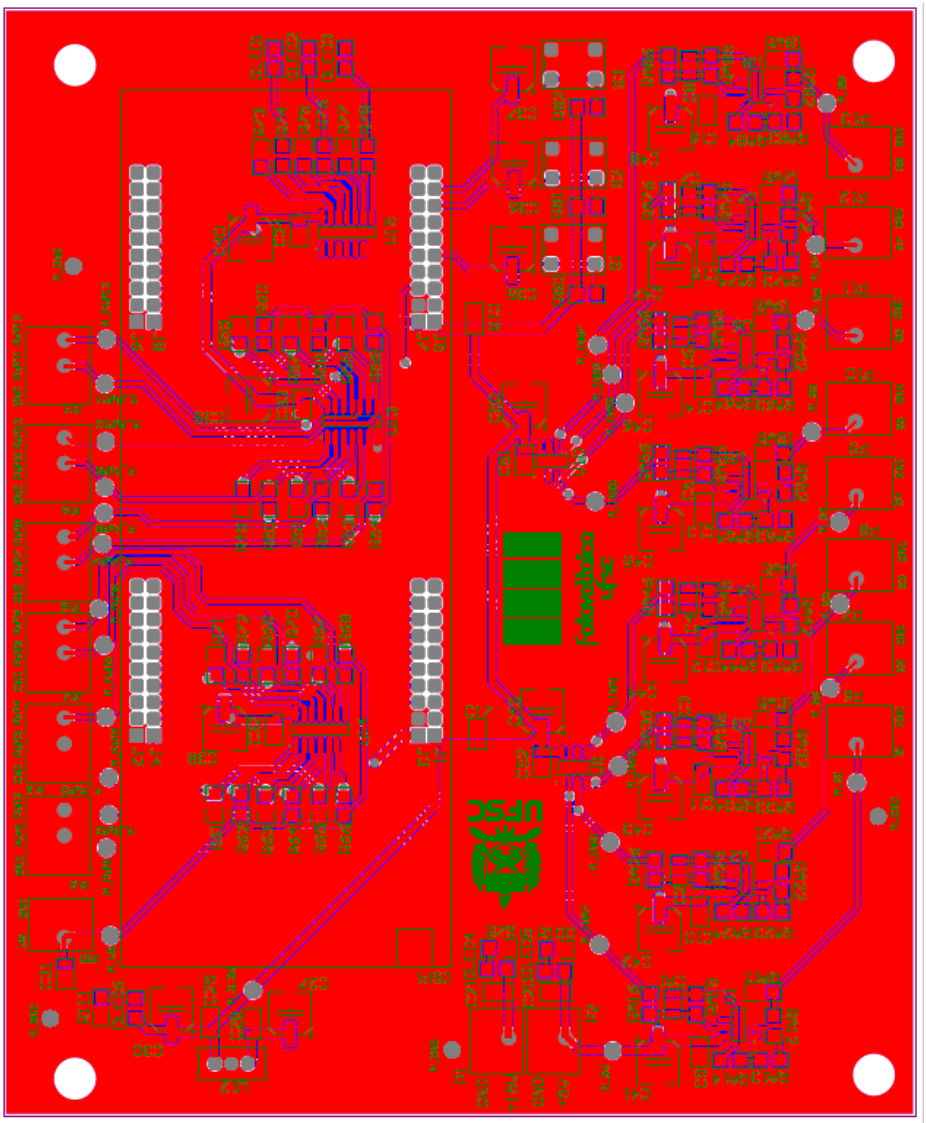
APÊNDICE G – Schematic Circuito de Condicionamento de Sinais

Universidade Federal de Santa Catarina
Centro Tecnológico
Programa de Pós-Graduação em
Eletrônica de Potência



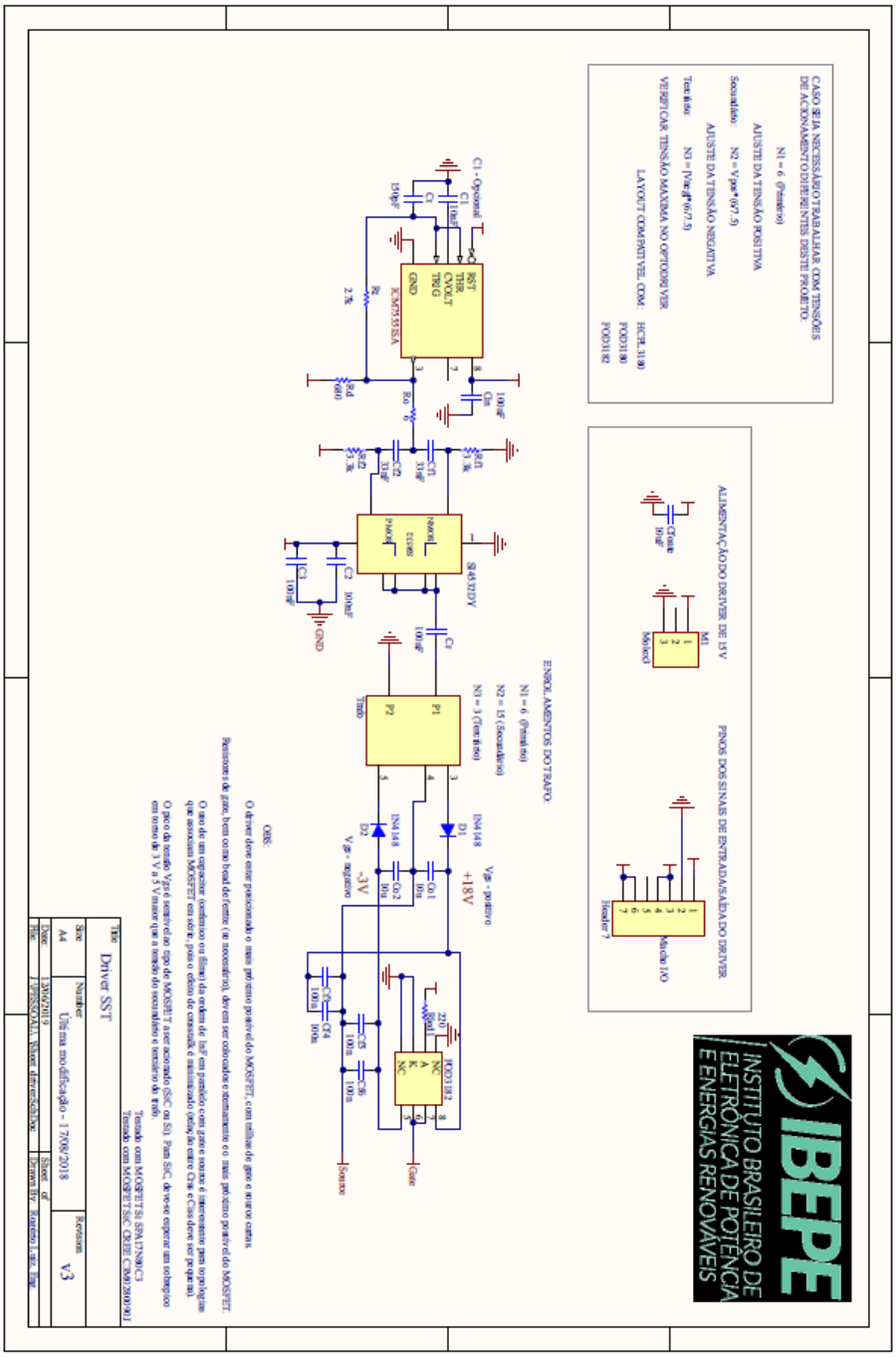
APÊNDICE H – PCB Circuito de Condicionamento de Sinais

Universidade Federal de Santa Catarina
Centro Tecnológico
Programa de Pós-Graduação em
Eletrônica de Potência



APÊNDICE I – Schematic Circuito gate driver

Universidade Federal de Santa Catarina
Centro Tecnológico
Programa de Pós-Graduação em
Eletrônica de Potência



APÊNDICE J – PCB Circuito de Gate Driver

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

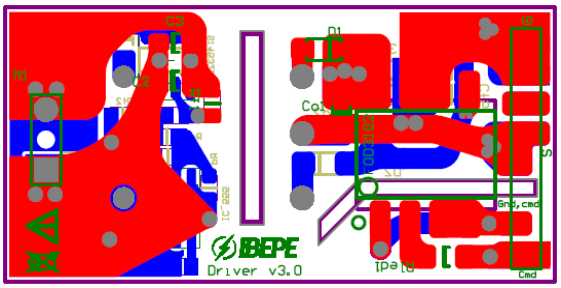
Universidade Federal de Santa Catarina

Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência

fotovoltaica ufsc



APÊNDICE L – Código implementado no DSP TMS320F28069M



Universidade Federal de Santa Catarina

Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em

Eletrônica de Potência




```
/*  ---------------------------------  LABORATÓRIO FOTOVOLTAICA UFSC  ---------------------------------------------
 *                                  UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
 *
 *                                        Tallys Lins Almeida Barbosa
 *
 *  ------------------------------------------------------------------------------------------------------------
 */

#include "DSP28x_Project.h"     // Device Headerfile and Examples Include File
#include <math.h>               // Biblioteca matemática

// Prototype statements for functions found within this file.

__interrupt void adc_isr(void);
void Adc_Config(void);

void configGPIO(void);
void configADC(void);
void configPWM(void);
void configINTER(void);

// Global variables used in this example:

Uint16 LoopCount;

int T_ADC, T_PWM2, aux, ciclo=0, ciclo2=0, count_pll=0, tm=400, DB;
float V_1, V_2, tensao2, tensao3, tensao4, offset = 1.64198005, dx=0.05;
float duty=0, duty2=0;


// Definição das frequências utilizadas
//#define     F_PWM2      100000              //frequencia de operação do conversor LLC
#define     F_ADC       20000               //


double Va, Pa, Ia, Pbc, P3f1, V_ref, wa1, teta_ref,F_PWM2=64000;
double w=0, teta2=1, P3f0=0, wa0=0;
double a=116.0875, b=-115.9125;
double c=0.000025;


main()
{
     InitSysCtrl();

// Step 2. Initialize GPIO:
  //InitGpio();
  configGPIO();

   DINT;

   InitPieCtrl();

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

   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.ADCINT1 = &adc_isr;
   EDIS;    // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
```

```
67
68    InitAdc();  // For this example, init the ADC
69    AdcOffsetSelfCal();
70
71 // Step 5. User specific code, enable interrupts:
72
73 // Enable ADCINT1 in PIE
74    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;   // Enable INT 1.1 in the PIE
75    IER |= M_INT1;                       // Enable CPU Interrupt 1
76    EINT;                                // Enable Global interrupt INTM
77    ERTM;                                // Enable Global realtime interrupt DBGM
78
79    LoopCount = 0;
80
81 // ADC and ePWM configuration
82    configADC();
83  //configPWM();
84    configINTER();
85
86 // Wait for ADC interrupt
87    for(;;)
88    {
89       LoopCount++;
90    }
91
92 }
93
94 // ---------------   ADC's INTERRUPTION   ---------------------------
95
96 __interrupt void  adc_isr(void)
97 {
98
99         T_PWM2 = 22500000/F_PWM2;

100
101         tm = 200 + ((F_PWM2*0.001)+20)*4.166;
102
103         DB = tm*0.045;
104
105         EPwm1Regs.TBPRD = T_PWM2; // Period = 1600 TBCLK counts
106         EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
107         EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
108         EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
109         EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
110         EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
111         EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
112         EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
113         EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
114         EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
115         EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
116         EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
117         EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
118         EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
119         EPwm1Regs.DBFED = DB; // FED = 50 TBCLKs
120         EPwm1Regs.DBRED = DB; // RED = 50 TBCLKs
121         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0.5*T_PWM2; // adjust duty for output EPWM2A
122
123
124         EPwm3Regs.TBPRD = T_PWM2; // Period = 1600 TBCLK counts
125         EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
126         EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
127         EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
128         EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
129         EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
130         EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
131         EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
132         EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero

133         EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
134         EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
135         EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
136         EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
137         EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
138         EPwm3Regs.DBFED = DB; // FED = 50 TBCLKs
139         EPwm3Regs.DBRED = DB; // RED = 50 TBCLKs
140         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0.5*T_PWM2; // adjust duty for output EPWM2A
141
142
143         EPwm4Regs.TBPRD = T_PWM2; // Period = 1600 TBCLK counts
144         EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
145         EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
146         EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
147         EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
148         EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
149         EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
150         EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
151         EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
152         EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
153         EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
154         EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
155         EPwm4Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
156         EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
157         EPwm4Regs.DBFED = DB; // FED = 50 TBCLKs
158         EPwm4Regs.DBRED = DB; // RED = 50 TBCLKs
159         EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 0.5*T_PWM2; // adjust duty for output EPWM2A
160
161
162         EPwm6Regs.TBPRD = T_PWM2; // Period = 1600 TBCLK counts
163         EPwm6Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
164         EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
165         EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
```

```
        EPwm6Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
        EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
        EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
        EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
        EPwm6Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
        EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
        EPwm6Regs.DBFED = DB; // FED = 50 TBCLKs
        EPwm6Regs.DBRED = DB; // RED = 50 TBCLKs
        EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = 0.5*T_PWM2; // adjust duty for output EPWM2A


        AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;     //Clear ADCINT1 flag reinitialize for next SOC
        PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;   // Acknowledge interrupt to PIE

         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 1;
         return;

}

// ----------------------   GPIO CONFIGURATION FUNCTION   ----------------------

void configGPIO(void)
{

   EALLOW;

   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0;   // Enable pullup on GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0;  // GPIO6 = GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;   // GPIO6 = output


   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 0;   // Enable pullup on GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0;  // GPIO6 = GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1;   // GPIO6 = output

   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO12 = 0;   // Enable pullup on GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 0;  // GPIO6 = GPIO6
   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 1;   // GPIO6 = output

   EDIS;
}


// ----------------------   ADC CONFIGURATION FUNCTION   ----------------------

void configADC(void)
{

// Sampling frequency

    T_ADC = 45000000/F_ADC;                 // TBPRD equivalente para obter a frequencia desejada - TBPRD = (45MHz/Fdesejada)

//   Ta = 1/F_ADC;                            // cálculo do período de amostragem, que depende da frequencia de amostragem escolhida

// Configure ADC

    EALLOW;
    AdcRegs.ADCCTL2.bit.ADCNONOVERLAP = 1;  // Enable non-overlap mode
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;    // ADCINT1 trips after AdcResults latch
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E     = 1;    // Enabled ADCINT1
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT  = 0;    // Disable ADCINT1 Continuous mode
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL   = 1;    // setup EOC1 to trigger ADCINT1 to fire


// Definição de ADC - SOC0 alocado para saída ADCINB1 - pino 24 - Sensor da tensão de entrada
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL    = 9;    // set SOC0 channel select to ADCINB1    -   24
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL  = 17;    // set SOC0 start trigger on EPWM6A, due to round-robin SOC0 converts first then SOC1
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS    = 6;    // set SOC0 S/H Window to 7 ADC Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)

// Definição de ADC - SOC1 alocado para saída ADCINA2 - pino 25 - Sensor da tensão de saída
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL    = 8;    // set SOC1 channel select to ADCINA2    -   25
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL  = 17;    // set SOC1 start trigger on EPWM6A, due to round-robin SOC0 converts first then SOC1
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS    = 6;    // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)

// Definição de ADC - SOC2 alocado para saída ADCINB2 - pino 26
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL    = 10;    // set SOC2 channel select to ADCINB2  -   26
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL  = 17;    // set SOC1 start trigger on EPWM6A, due to round-robin SOC0 converts first then SOC1
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS    = 6;    // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)

// Definição de ADC - SOC3 alocado para saída ADCINA0 - pino 27
    AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL    = 0;    // set SOC2 channel select to ADCINA0  -   27
    AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL  = 17;    // set SOC1 start trigger on EPWM6A, due to round-robin SOC0 converts first then SOC1
    AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS    = 6;    // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)

    EDIS;

    InitEPwm7Gpio();

// Assumes ePWM6 clock is already enabled in InitSysCtrl();

    EPwm7Regs.ETSEL.bit.SOCAEN   = 1;           // Enable SOC on A group
    EPwm7Regs.ETSEL.bit.SOCASEL  = 4;           // Select SOC from CMPA on upcount
    EPwm7Regs.ETPS.bit.SOCAPRD   = 1;           // Generate pulse on 1st event
    EPwm7Regs.CMPA.half.CMPA     = T_ADC/2;     // Set compare A value
    EPwm7Regs.TBPRD              = T_ADC;       // Set period for ePWM6
    EPwm7Regs.TBCTL.bit.CTRMODE  = 0;           // count up and start


// Next action is merely for visualization of the ADC activation pulse

    EPwm7Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;      // Set at Zero
    EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;    // Clear at CompA
}

// ----------------------   PWMM CONFIGURATION FUNCTION   ----------------------


void configINTER(void)
{
      // Switching frequency
       T_PWM2 = 22500000/F_PWM2;                // TBPRD equivalente para obter a frequencia desejada - TBPRD = (90MHz/Fdesejada)

        InitEPwm1Gpio();    // Default setting for PWM module 1
//      InitEPwm2Gpio();    // Default setting for PWM module 2
        InitEPwm3Gpio();    // Default setting for PWM module 3
        InitEPwm4Gpio();    // Default setting for PWM module 4
//      InitEPwm5Gpio();    // Default setting for PWM module 4
        InitEPwm6Gpio();    // Default setting for PWM module 4

}
```