

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Theyllor Hentschke de Oliveira**

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR BUCK E O CONVERSOR  
RESSONANTE LLC EM DRIVERS DE LEDS VISANDO ASPECTOS INDUSTRIAIS**

Santa Maria, RS, Brasil  
2019

**Theyllor Hentschke de Oliveira**

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR BUCK E O CONVERSOR  
RESSONANTE LLC EM DRIVERS DE LEDS VISANDO ASPECTOS INDUSTRIAIS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa

Santa Maria, RS, Brasil  
2019

Oliveira, Theyllor Hentschke de  
Análise Comparativa entre o Conversor Buck e o  
Conversor Ressonante LLC em Drivers de LEDs Visando  
Aspectos Industriais / Theyllor Hentschke de Oliveira.-  
2019.  
89 p.; 30 cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Driver LED 2. Conversores Ressonantes 3. LLC 4.  
Eficiência 5. Diodos Emissores de Luz I. Dalla Costa,  
Marco Antônio II. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

---

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a Theyllor Hentschke de Oliveira. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Avenida Dois de Novembro, n. 700, Bairro Patronato, Santa Maria, RS. CEP: 97045-040  
Fone (49) 99173-4116; E-mail: theyllorho@gmail.com.br

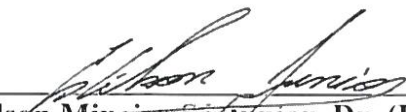
**Theyllor Hentschke de Oliveira**

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR BUCK E O CONVERSOR  
RESSONANTE LLC EM DRIVERS DE LEDS VISANDO ASPECTOS INDUSTRIAIS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas de Iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Aprovado em 30 de Agosto de 2019:**

  
\_\_\_\_\_  
**Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)**  
Presidente/Orientador

  
\_\_\_\_\_  
**Edilson Minciro Sá Júnior, Dr. (IFCE)**  
(Videoconferência)

  
\_\_\_\_\_  
**Alysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2019

## AGRADECIMENTOS

*Agradeço primeiramente à minha família, meu pai Dinarte Garcia Oliveira, minha mãe Vanira Lúcia Rohde Hentschke Simões e meus dois irmãos, Thalles Hentschke de Oliveira e Thayller Hentschke de Oliveira, por todo o amor, carinho e esforço inigualáveis dedicados durante minha formação como profissional e principalmente como pessoa.*

*Quero agradecer à minha namorada Débora Luckaszick, por todo o amor, compreensão e companheirismo com o qual fui presenteado durante o período de formação nesta pós-graduação.*

*Quero deixar um agradecimento especial também aos pais da minha namorada, Sergio e Nira Lucaszick, os quais me acolheram como uma segunda família durante os últimos dois anos.*

*Ao Professor Marco Antônio Dalla Costa, por toda a amizade, compreensão e seriedade indispensáveis com as quais foi conduzida a minha orientação.*

*Aos meus amigos e colegas do grupo de pesquisa GEDRE, que fizeram parte do meu desenvolvimento profissionalmente durante o período de graduação e agora durante o Mestrado.*

*À empresa Zagonel e aos meus antigos colegas de trabalho, pela parceria e troca de conhecimentos valiosos durante esta oportunidade de desenvolvimento profissional. Em especial ao Mestre Engenheiro Nelson Spode, pela amizade e contribuições valiosas para a o desenvolvimento das atividades neste trabalho.*

*Por fim à UFSM e ao PPGEE, pela oportunidade única de desenvolvimento ofertada na pós-graduação.*

*“Há uma força motriz mais poderosa que o vapor, a eletricidade e a energia atômica:  
a vontade”*

*Albert Einstein*

## RESUMO

# ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR BUCK E O CONVERSOR RESSONANTE LLC EM DRIVERS DE LEDS VISANDO ASPECTOS INDUSTRIAIS

AUTOR: THEYLLOR HENTSCHE DE OLIVEIRA  
ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Este trabalho apresenta uma análise quantitativa do projeto, previsão do desempenho e testes práticos dos conversores *buck* e meia ponte LLC ressonante, como solução para o estágio de controle de potência na realização de um driver de 180 W aplicado a iluminação pública com LEDs. Como ponto de partida da proposta foi utilizado um produto de mercado da empresa Zagonel Ltda. Requisitos normativos para luminárias públicas LED trazidos pela portaria nº 20 do INMETRO estipulam condições de operação para o dispositivo. Estas condições estão vinculadas à qualidade de energia, à compatibilidade eletromagnética e à eficácia luminosa, sendo esta última diretamente ligada à eficiência do sistema, propiciando a discussão de topologias alternativas para soluções mais tradicionais. O conversor meia ponte LLC ressonante vem sendo amplamente estudado como possibilidade para circuitos de acionamento LED, com a premissa de aumento da frequência de comutação e consequente redução dos elementos de filtro, proporcionados pela operação do mesmo em condições de transição com zero de tensão no inversor e zero de corrente no retificador. Além disso, esta topologia de conversor traz consigo isolamento através de um transformador de alta frequência. Contudo, a implementação de conversores com mais elementos ativos e passivos possui uma maior complexidade de projeto perante a concepção de circuitos básicos como o conversor *buck*. A determinação dos parâmetros de projeto e das principais condições da eficiência dos conversores *buck* e meia ponte LLC ressonante são revisadas neste trabalho. Para a validação da análise, projetos do conversor *buck* com frequências de trabalho de 33 kHz, 60 kHz e 100 kHz, e projetos para o conversor LLC Ressonante com as frequências de 100kHz, 140kHz, 180kHz e 220kHz são avaliados. Os testes realizados demonstram que a eficiência total dos conversores são muito próximas em algumas condições de projeto, mostrando que o estudo das perdas para cada componente se faz necessária. Como características fundamentais de realização dos projetos, os custos e os volumes ocupados pelos componentes presentes nas soluções também são analisados, sendo notória a desvantagem em preço para a solução implementando o circuito ressonante.

**Palavras-chave:** Driver LED; LLC; Eficiência; Diodos Emissores de Luz; Conversores Ressonantes.

## ABSTRACT

# COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN BUCK AND LLC RESONANT CONVERTERS FOR LED DRIVERS AIMING INDUSTRIAL ASPECTS

AUTHOR: THEYLLOR HENSCHKE DE OLIVEIRA  
ADVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

This paper presents a quantitative design analysis, performance prediction and practical testing of buck and half-bridge LLC resonant converters as a solution for a power control stage in the realization of a 180 W driver applied to LED street lighting lamp. As a starting point of the proposal, a product of the Zagonel Ltda Company was used. Regulatory requirements for LED street lights lamps brought by INMETRO Portaria No. 20 stipulate operating conditions for the device. These conditions are connected to power quality, electromagnetic compatibility and luminous efficacy, being the last one directly linked to system efficiency, allowing the discussion of alternative topologies for traditional solutions. The resonant LLC half-bridge converter has been widely studied as a potential LED drive circuit, with the premise of increasing the switching frequency and consequent reduction of filter elements, provided by its transition conditions of zero voltage switching in the inverter and zero current switching in rectifier. In addition, this converter topology brings insulation through a high frequency transformer. However, the implementation of converters with more active and passive elements has greater design complexity than basic circuits like buck topology. The design parameters and main efficiency conditions of buck and half-bridge LLC resonant converters are reviewed in this work. The Buck converter was evaluated under 33 kHz, 60 kHz and 100 kHz, and the LLC Resonant converter was evaluated under 100 kHz, 140 kHz, 180 kHz and 220 kHz. The tests shows that the total efficiency of the converters is very close under some design conditions, indicating that the study of losses for each component is necessary. As fundamental characteristics of project realization, the costs and volumes occupied by the through role components present in booth solutions are also analyzed, highlighting the price disadvantage for the implemented resonant circuit solution.

**Keywords:** Driver LED; LLC; Efficiency; Light Emitting Diodes; Resonant Converters.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - (a) Luminária Pública linha Lumos Evo 180 W da empresa Zagonel e (b) <i>driver</i> ..	16
Figura 2 - Estrutura padrão para drivers LED de dois estágios conectados à rede. ....	19
Figura 3 - Estrutura do conversor <i>boost</i> AC-DC.....	20
Figura 4 - Formas de onda experimentais do conversor <i>boost</i> CFP: Canal 1 - Tensão de linha - $V_{linha}$ (200V/div); Canal 2 - Corrente de linha - $I_{linha}$ (2A/div); Canal 3 - Tensão de barramento - $V_{BUS}$ (50V/div); Canal 4 - Corrente de saída do conversor <i>boost</i> - $I_{boost.o}$ (1A/div). ....	20
Figura 5 - Circuito equivalente do LED. ....	21
Figura 6 - Representação teórica da variação de corrente em função da tensão no LED. ....	21
Figura 7 - Estrutura tradicional do conversor <i>buck</i> DC-DC.....	23
Figura 8 - Etapas de operação para o conversor <i>buck</i> DC-DC em MCC.....	24
Figura 9 - Sinais de tensão e corrente para conversor <i>buck</i> DC-DC em MCC. ....	24
Figura 10 - Sinais de tensão e corrente na saída de condução do diodo.....	28
Figura 11 - Representação das não linearidades no momento de comutação do MOSFET.....	29
Figura 12 - Impedância do capacitor. ....	30
Figura 13 - Aplicação típica para o CI HV9910.....	33
Figura 14 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 33 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). ....	34
Figura 15 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor - $V_{L.buck}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor - $I_{L.buck}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor - $V_{C.o}$ (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor - $I_{C.o}$ (1 A/div).....	34
Figura 16 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET - $V_{S.buck}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET - $I_{S.buck}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o diodo - $V_{D.buck}$ (40 V/div); Canal 4 - Corrente no diodo - $I_{D.buck}$ (1 A/div).....	35
Figura 17 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET - $V_{S.buck}$ (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET - $I_{S.buck}$ (400m A/div).....	35
Figura 18 - Eficiência em função da variação de potência para os três conversores <i>buck</i> .....	36
Figura 19 - Distribuição de perdas calculadas e experimentais para o circuito <i>buck</i> .....	37

Figura 20 – Representação padrão para circuitos com filtro ressonante. ....	39
Figura 21 – Estrutura do conversor meia-ponte LLC ressonante isolado aplicado à carga LED.....	40
Figura 22 – Ganho de tensão e regiões de trabalho para o conversor com filtro LLC com carga resistiva. ....	41
Figura 23 – Pontos de operação para o conversor com filtro LLC ressonante.....	41
Figura 24 – Primeira etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante.....	42
Figura 25 – Segunda etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante.....	43
Figura 26 – Terceira etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante. ....	43
Figura 27 - Formas de onda para o conversor meia-ponte LLC ressonante isolado. ....	44
Figura 28 - Circuito equivalente do conversor LLC ressonante aplicado a LED.....	45
Figura 29 - Curvas para o ganho de corrente em função de $f_n$ para diversos índices $Q$ e $L_n$ ....	47
Figura 30 - Exemplo de variação da corrente eficaz no filtro para diferentes valores de $L_m$ . ..	49
Figura 31 - Exemplo de variação da corrente $I_{r,rms}$ para diferentes valores de $t_d$ . ....	49
Figura 32 - Aplicação típica para o CI L6699. ....	55
Figura 33 - Placa de avaliação para o circuito meia-ponte LLC ressonante. ....	57
Figura 34 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). ....	58
Figura 35 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET $S_2$ - $V_{S2}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante - $I_p$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador - $V_t$ (100 V/div).....	58
Figura 36 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo $D_1$ - $V_{D1}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo $D_1$ - $I_{D1}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador - $V_t$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída - $I_o$ (1 A/div); .....	59
Figura 37 - Eficiência em função da variação de potência para os projetos LLC ressonantes.	60
Figura 38 - Distribuição de perdas calculadas e experimentais para cada conversor meia ponte LLC ressonante. ....	61
Figura 39 - Distribuição de perdas para os conversores <i>buck</i> e meia ponte LLC ressonante. .	64
Figura 40 - Visão térmica dos MOSFET's para (a) o circuito buck 60 kHz e (b) o circuito LLC 100 kHz. ....	65

Figura 41 - Visão térmica do (a) o indutor buck para 60kHz e (b) o transformador ressonante para o projeto LLC operando em 100kHz. ....	65
Figura 42 - Volumes ocupados pelos componentes PTH entre os projetos desenvolvidos. ....	67
Figura 43 - Comparativo de custos entre os componentes para cada projeto.....	68
Figura 44 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 60 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div)....	76
Figura 45 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 60 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor - $V_{L.buck}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor - $I_{L.buck}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor - $V_{C.o}$ (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor - $I_{C.o}$ (1 A/div).....	77
Figura 46 - Formas de onda experimentais do conversor buck em 60 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET - $V_{S.buck}$ (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET - $I_{S.buck}$ (400 mA/div).....	77
Figura 47 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 100 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). ....	78
Figura 48 - Formas de onda experimentais do conversor <i>buck</i> em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor - $V_{L.buck}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor - $I_{L.buck}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor - $V_{C.o}$ (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor - $I_{C.o}$ (1 A/div).....	78
Figura 49 - Formas de onda experimentais do conversor buck em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET - $V_{S.buck}$ (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET - $I_{S.buck}$ (400 mA/div).....	79
Figura 50 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). ....	79
Figura 51 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET $S_2$ - $V_{S2}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante - $I_p$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador - $V_t$ (100 V/div).....	80

Figura 52 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo $D_1$ - $V_{D1}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo $D_1$ - $I_{D1}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador - $V_t$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída - $I_o$ (1 A/div). .....	80
Figura 53 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). .....	81
Figura 54 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET $S_2$ - $V_{S2}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante - $I_p$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador - $V_t$ (100 V/div). .....	81
Figura 55 Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo $D_1$ - $V_{D1}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo $D_1$ - $I_{D1}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador - $V_t$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída - $I_o$ (1 A/div). .....	82
Figura 56 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento - $V_{BUS}$ (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada - $I_{in}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída - $V_o$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída - $I_o$ (1 A/div). .....	82
Figura 57 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET $S_2$ - $V_{S2}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante - $I_p$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador - $V_t$ (100 V/div). .....	83
Figura 58 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo $D_1$ - $V_{D1}$ (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo $D_1$ - $I_{D1}$ (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador - $V_t$ (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída - $I_o$ (1 A/div). .....	83
Figura 59 – Circuito de avaliação implementado para o conversor meia ponte LLC ressonante. ....	89

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Limites para as principais grandezas elétricas normatizadas pela portaria nº20 de 2017 do INMETRO.....	18
Tabela 2 - Dados da carga LED apresentada.....	22
Tabela 3 - Definição dos parâmetros de projeto para os conversores <i>buck</i> propostos.....	31
Tabela 4 - Projeto físico do indutor $L_{buck}$ para cada conversor.....	32
Tabela 5 - Características do MOSFET escolhido. ....	32
Tabela 6 - Características do diodo escolhido. ....	32
Tabela 7 - Perdas teóricas e experimentais para os conversores <i>buck</i> projetados na potência nominal.....	36
Tabela 8 - Definição dos parâmetros de projeto para os conversores LLC propostos. ....	55
Tabela 9 - Parâmetros do transformador para cada conversor ressonante. ....	56
Tabela 10 - Parâmetros do indutor de filtro para cada conversor ressonante.....	56
Tabela 11 - Compilação de perdas teóricas e experimentais para os conversores meia ponte LLC ressonantes projetados em potência nominal.....	60
Tabela 12 - Eficiências calculadas e aferidas. ....	63
Tabela 13 – Proposta de alteração de componentes. ....	66
Tabela 14 - Eficiências Hipotética.....	66
Tabela 15 – Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor <i>buck</i> .....	84
Tabela 16 – Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor meia ponte LLC ressonante para os experimentos com 100 kHz e 140 kHz. ....	85
Tabela 17 - Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor meia ponte LLC ressonante para os experimentos com 180 kHz e 220 kHz. ....	86
Tabela 18 - Valores de volume encontrados para os componentes passivos PTH utilizados no comparativo entre soluções. ....	87
Tabela 19 - Valores de volume encontrados para os semicondutores PTH utilizados no comparativo entre soluções. ....	87
Tabela 20 - Relação de custos encontrados utilizados nos comparativos. ....	87
Tabela 21 – Custos dos componentes SMD utilizados nos circuitos de controle dos protótipos realizados para o circuito <i>buck</i> . ....	88
Tabela 22 – Custos dos componentes SMD utilizados nos circuitos de controle dos protótipos realizados para o circuito LLC. ....	88

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>14</b>
1.1	Contextualização.....	14
1.2	Definição do problema e contribuição.....	15
1.3	Delimitações do trabalho .....	16
1.4	Organização da dissertação.....	17
<b>2</b>	<b>CONDIÇÕES DE PROJETO DE UMA LUMINÁRIA PÚBLICA LED .....</b>	<b>18</b>
2.1	Iluminação pública e normativas .....	18
2.2	Estruturas de Driver para acionamento de LEDs .....	19
2.2.1	Características do estágio CFP .....	20
2.2.2	Características da carga LED.....	21
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK PC .....</b>	<b>23</b>
3.1	Conversor Buck MCC .....	23
3.2	Parâmetros de projeto para o conversor <i>buck</i> .....	25
3.2.1	Projeto físico do indutor $L_{buck}$ .....	26
3.2.2	Equacionamento de perdas para o conversor <i>buck</i> .....	26
3.3	Definição da estrutura.....	31
3.3.1	Implementação.....	33
3.4	Conclusão parcial.....	37
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR Meia-ponte LLC Ressonante Isolado .....</b>	<b>39</b>
4.1	Conversor Meia-ponte LLC Ressonante Isolado.....	39
4.2	Parâmetros de projeto para o conversor meia-ponte LLC ressonante isolado.....	45
4.2.1	Relação entre tempo morto e ZVS.....	48
4.2.2	Projeto físico dos indutores $L_m$ e $L_r$ .....	50
4.2.3	Estimativa teórica de perdas para o conversor isolado LLC ressonante.....	51
4.3	Definição da estrutura e resultados.....	53
4.3.1	Implementação.....	57
4.3.2	Resultados.....	59
4.4	Conclusão parcial.....	62
<b>5</b>	<b>Comparativo direto entre SOLUÇÕES.....</b>	<b>63</b>
5.1	Introdução .....	63
5.2	Comparativo de desempenho.....	63
5.2.1	Projeção de otimizações de desempenho dos <i>drivers</i> estudados .....	66
5.3	Comparativo de volumes .....	67
5.4	Comparativo de custos .....	68
5.5	Conclusão parcial.....	69
<b>6</b>	<b>Considerações FINAIS .....</b>	<b>70</b>
6.1	Conclusões Gerais Sobre o Trabalho.....	70
6.2	Produção Científica .....	71
6.3	Trabalhos Futuros .....	71
	<b>Referências bibliográficas.....</b>	<b>73</b>
	<b>APENDICE A - MEMORIAL DE AQUISIÇÕES .....</b>	<b>76</b>
	<b>APENDICE B – DADOS ADICIONAIS .....</b>	<b>84</b>
	<b>APENDICE C – ESQUEMÁTICO PARA O CIRCUITO LLC RESSONANTE.....</b>	<b>89</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo disserta sobre as circunstâncias da utilização da tecnologia LED (acrônimo em língua inglesa para *Light Emitting Diode*, que significa diodo emissor de luz) como fonte de luz artificial em iluminação, em especial, em vias públicas. De mesma forma, delimita o problema e apresenta as características esperadas para um produto de iluminação pública comercial, com o intuito de justificar o desenvolvimento de um circuito eletrônico que atenda as características técnicas e de mercado.

## 1.1 Contextualização

A evolução de sistemas eletrônicos para iluminação pública LED está cada vez mais evidente no cenário comercial. Este crescimento de popularidade vem ganhando força graças às diversas vantagens que esta tecnologia apresenta em relação às tecnologias que a antecederam, tais como incandescentes, fluorescentes e lâmpadas de sódio e mercúrio de alta pressão. Dentre as vantagens se destacam a alta eficácia luminosa, longa vida útil, boa reprodução de cores e volume reduzido (COLE; CLAYTON; MARTIN, 2014), (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015).

Internamente no Brasil já existem várias empresas que trabalham com estes sistemas de iluminação, dentre as quais se podem citar: Power Lume, Ecolite, Empalux, LED Nacional, Kian Iluminação, Ilutron, Conex LED e a Zagonel Ltda., empresa da qual um de seus produtos constituirá o ponto de partida para o estudo apresentado neste trabalho.

Comercialmente a atualização de tecnologia por sistemas LED tem como pilar a busca por soluções que apresentem um expressivo retorno de investimento e, em casos licitatórios, um baixo custo relativo. Partindo dessa premissa, o desenvolvimento de um circuito de acionamento (*driver*) de LED's deve estar em conformidade com os pré-requisitos técnicos de qualidade, apresentando uma eficiência elétrica elevada e custo compatível.

A portaria nº20 de 2017, publicada em 15 de Fevereiro pelo Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO), define a regulamentação técnica que determina os requisitos de qualidade e os prazos para a certificação (de cumprimento obrigatório) de luminárias públicas viárias de LED e descarga (INMETRO, 2017). Esta ação tem como impacto direto o bloqueio da difusão de produtos de baixa qualidade no mercado nacional.

Dentre os requisitos técnicos de qualidade especificados na portaria que são interessantes ao estudo de *drivers* destacam-se: o alto fator de potência (FP), limites para o conteúdo harmônico na corrente de entrada e eficácia luminosa e, portanto, energética.

Dentre as possibilidades de estruturas eletrônicas utilizadas na composição de *drivers*, conversores com dois estágios apresentam inúmeras vantagens para sistemas com potências elevadas (ALMEIDA et al., 2015; LI et al., 2016).

A utilização dos conversores básicos (*buck* e *boost*) para compor estes sistemas são largamente empregados, devido a sua simplicidade. Em contrapartida, a utilização de conversores ressonantes para *drivers* voltados à tecnologia LED tem sido cada vez mais explorado (ALMEIDA, 2014; COSETIN, 2017; MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019; WU, 2011).

Os conversores ressonantes apresentam comutação suave, ou seja, seus semicondutores são comutados sob corrente ou tensão nulas (ZCS ou ZVS) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Sendo as perdas por comutação proporcionais à frequência de operação, conversores ressonantes possuem a possibilidade de operar em frequências superiores às apresentadas em topologias tradicionais, possibilitando a redução dos elementos de filtro sem a adição de circuitos de auxílio à comutação, aumentando a densidade de potência do conversor.

Em particular, diversos trabalhos abordam avanços na aplicação da topologia LLC ressonante como solução para *drivers* LED (ABDUALGADER; YOHANA; FACTA, 2015; MENKE, 2016; SEENUANSAKULNEE; PHANKONG, 2018; WU, 2011), aproveitando de sua boa eficiência elétrica devido à sua operação em ZVS para condições de carga que variam do nominal para carga nula (WU, 2011).

## 1.2 Definição do problema e contribuição

Mesmo com os avanços sobre o estudo do conversor LLC aplicado a *drivers* LED, ainda há uma necessidade de encontrar justificativas na atualização de um projeto tradicional por um conceito mais complexo, onde há a existência de um número maior de componentes ativos e passivos. Complementar a sua proposta de alta eficiência, a presença de um transformador de alta frequência no conversor LLC fornece isolamento entre a alimentação e a carga, o que pode prover uma flexibilidade do circuito como solução para um maior número de aplicações. Isto posto, o presente trabalho propõe uma abordagem que procura aproximar o estudo acadêmico da necessidade industrial.

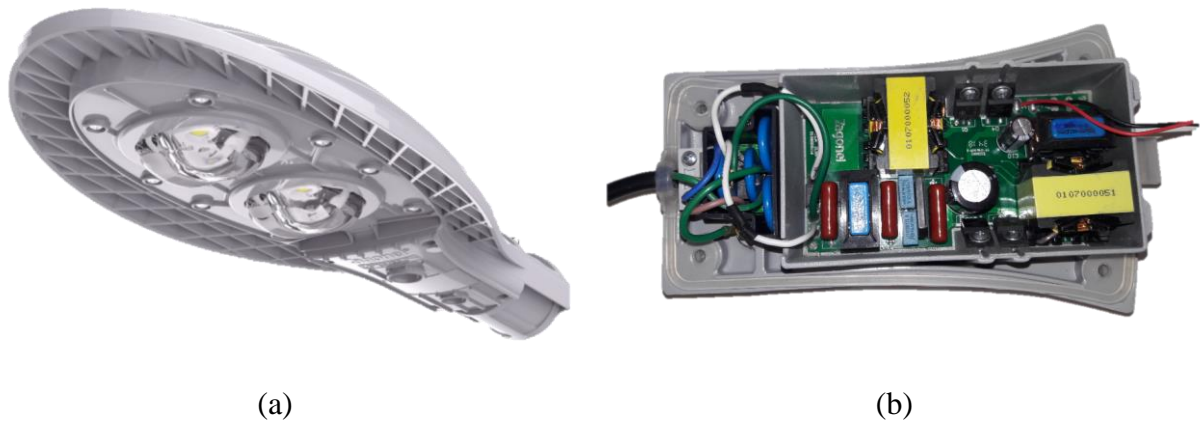


O objetivo deste estudo é encontrar diretrizes para a concepção de um produto efetivamente competitivo, analisando características de projeto dos conversores *buck* e LLC ressonante juntamente com características como custo, volume e desempenho.

### 1.3 Delimitações do trabalho

Uma luminária pública da empresa Zagonel Ltda. é utilizada como referência para este estudo. Com 180 W de potência nominal e de estrutura em liga de alumínio injetado, este produto contempla uma alimentação em tensão alternada com valores entre 100 V e 250 V, e possui sua carga composta por dois LED's CoB (do inglês *Chip on Board*, conjuntos matriciais de LED encapsulados em uma única estrutura) de modelo CLU048-1818C4 (CITIZEN, 2016) conectados em série, apresentando um valor de eficácia luminosa de 135 lm/W (ZAGONEL, [s.d.]). A Figura 1 mostra a luminária Zagonel e o seu *driver*.

Figura 1 - (a) Luminária Pública linha Lumos Evo 180 W da empresa Zagonel e (b) *driver*.



Fonte: Autor.

Em contrapartida à solução atual, este trabalho está limitado à análise do estágio de controle de potência (CP) de um conversor ressonante LLC como alternativa ao conversor *Buck* (tradicionalmente utilizado no *driver* supracitado). Mais detalhes sobre a estrutura de um *driver* LED são apresentados no item 2.2 do próximo capítulo.

O trabalho é constituído de uma breve revisão bibliográfica do tema, onde estão expostas as linhas gerais de projeto dos conversores e as características desejadas para os mesmos, assim como a análise de previsões e resultados de cálculo, simulação e implementação, que definem e demonstram a validação do projeto.

#### 1.4 Organização da dissertação.

O corrente trabalho está estruturado da seguinte forma:

No capítulo dois serão elucidadas as condições de projeto de uma luminária pública LED, descrevendo as normativas vigentes e as estruturas de circuitos de acionamento. Ainda no segundo capítulo serão determinadas as características de entrada e saída que circundam o estágio de controle de potência, definindo os sinais de entrada e a característica da carga LED para o projeto.

O terceiro capítulo apresenta o conversor *buck* como estágio PC. Suas principais formas de onda serão analisadas e o equacionamento do conversor será exposto. O equacionamento do projeto físico do elemento magnético será demonstrado e as equações que regem as perdas no circuito serão desenvolvidas. Por fim, os elementos do conversor serão definidos e as características teóricas serão confrontadas com experimentos práticos.

O conversor meia-ponete LLC ressonante será explorado no quarto capítulo. Suas particularidades serão desenvolvidas, as principais configurações de operação serão descritas e os parâmetros de projeto serão explicados. Parâmetros como tempo morto, relação de indutâncias e fator de qualidade terão suas influências investigadas no desempenho do conversor. O projeto físico do filtro será estudado e, assim como para o conversor *buck*, estimativas de rendimento serão desenvolvidas. Ainda neste capítulo, as definições teóricas serão comprovadas através de protótipos do conversor LLC ressonante.

Um comparativo direto entre as soluções será apresentado no quinto capítulo, abordando qualitativamente e quantitativamente pontos importantes para um produto industrial como a eficiência geral dos conversores, o volume ocupado pela solução e o custo para cada projeto proposto nos capítulos anteriores.

O sexto e último capítulo apresenta suposições e avaliações que conceituam a aplicação dos conversores estudados. Serão apresentadas as conclusões gerais acerca do trabalho, os trabalhos derivados do mesmo e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 CONDIÇÕES DE PROJETO DE UMA LUMINÁRIA PÚBLICA LED

Este capítulo apresenta com mais detalhes os pré-requisitos normativos para um *driver* LED dedicado a luminárias públicas, a justificativa da estrutura de dois estágios utilizada no driver estudado, as condições de entrada e as condições de saída para o estágio de controle de potência, que é o foco deste estudo.

### 2.1 Iluminação pública e normativas

Como citado na introdução deste trabalho, a portaria nº20 traz os requisitos normativos que devem ser aplicados mandatoriamente às luminárias públicas. Dentre estes requisitos estão presentes as características elétricas, eletromagnéticas e luminotécnicas (de cor, manutenção do fluxo, classificação e controle de distribuição luminosa).

Os limites para as principais grandezas elétricas adotados pela portaria, para os sinais de entrada e saída dos circuitos de acionamento, podem ser sumarizados na Tabela 1.

Tabela 1 - Limites para as principais grandezas elétricas normatizadas pela portaria nº20 de 2017 do INMETRO.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Variação quanto a marcação</b>
Fator de potência (FP)	$\geq 0,92$	0,05
Corrente de alimentação	-	$\pm 10\%$
Tensão de saída	-	$\pm 10\%$

Além do alto fator de potência (FP), a taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente de entrada deve estar em conformidade aos limites estipulados para cada harmônico múltiplo da frequência principal, conforme a norma IEC 61000-3-2 (IEC61000-3-2, 2018).

A portaria ainda exige a utilização de filtros que limitem a interferência eletromagnética e de radiofrequência proveniente do dispositivo, conforme as normas EN55015 ou CISPR15 (ABNT, 2014).

O desempenho da luminária para a manutenção do fluxo luminoso é verificado com a submissão do produto aos testes fotométricos presentes na LM-79 (IESNA, 2008), que atesta o valor de vida útil declarado no produto com base em uma progressão do decaimento do fluxo, possibilitando ao final de um processo de no mínimo 6000 h a declaração de até 50000 h. Contudo, para a validade deste tipo de estimativa, tanto as características luminotécnicas

quanto a vida útil do próprio *driver* devem estar em concordância, aspecto este que deve ser levado em conta no momento do projeto dos componentes do circuito.

## 2.2 Estruturas de Driver para acionamento de LEDs

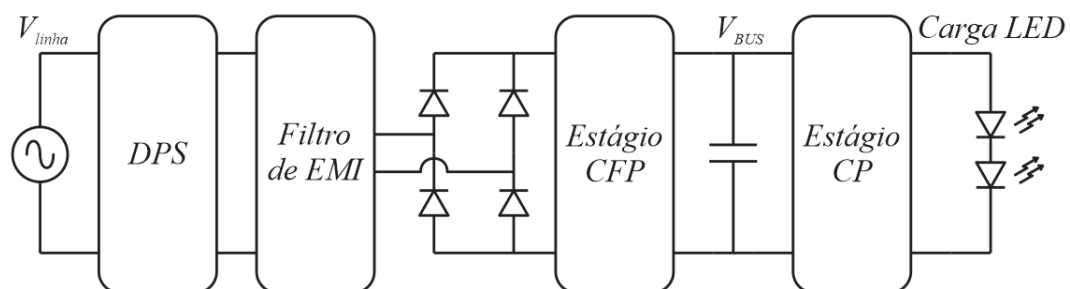
Circuitos de acionamento de LED que conciliem o controle do fator de potência (CFP) e um controle na corrente de saída podem ser tipicamente separados em conversores de estágio único e conversores de dois estágios.

Circuitos de estágio único tendem a trazer uma maior eficiência e um menor número de componentes, inclinando a solução para o baixo custo e simplicidade. Contudo, dentre as desvantagens deste tipo de topologia, podemos ressaltar a grande ondulação na corrente de saída proveniente do sinal retificado em baixa frequência que, na tentativa de se reduzir este tipo de ondulação, se faz valer do aumento da capacitância de saída.

Em termos de estrutura eletrônica para potências maiores que 25W, drivers de dois estágios podem oferecer melhor desempenho e uma maior redução na ondulação de corrente na carga, se comparados a drivers de estágio único com CFP (LI et al., 2016), (ALMEIDA et al., 2015).

Uma disposição comum para estruturas de *drivers* LED de dois estágios conectadas diretamente à rede elétrica pode ser visualizada na Figura 2. A estrutura é composta por um estágio CFP seguido de um estágio CP, conectados por um barramento CC (representado por um capacitor) que garante o desacoplamento dos conversores. A estrutura central é antecedida de um dispositivo de proteção contra surtos na rede (DPS) e um filtro de interferência eletromagnética (ou EMI, do inglês *Electromagnetic Interference*) necessários para atender os limites normativos.

Figura 2 - Estrutura padrão para drivers LED de dois estágios conectados à rede.



Fonte: Autor.

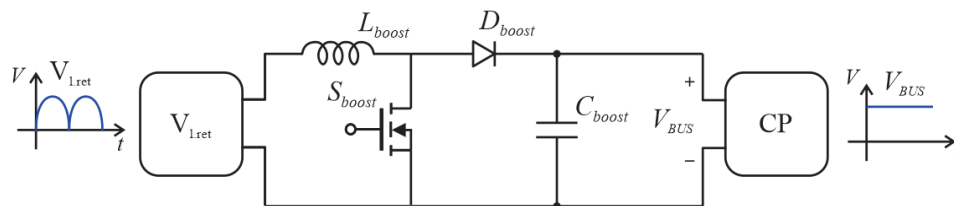
A estrutura de dois estágios exemplificada na Figura 2 é a mesma adotada no *driver* LED Zagonel apresentado na Figura 1. Este *driver* consiste em um circuito *boost* CFP conectado a um circuito *buck* como estágio PC.

Sendo estes conversores amplamente estudados, se mantém uma boa confiabilidade na estrutura do *driver*, assim como um rendimento compatível com a elevada eficácia do LED.

### 2.2.1 Características do estágio CFP

O conversor *boost* (Figura 3) admite faixa de variação compreendida entre  $100 V_{rms}$  e  $250 V_{rms}$  (para as frequências de  $50 Hz$  e  $60 Hz$ ) em sua alimentação (ZAGONEL, [s.d.]). A tensão entregue para o barramento deve ficar entre  $380 V$  e  $425 V$  DC, que servirá de entrada para o próximo estágio.

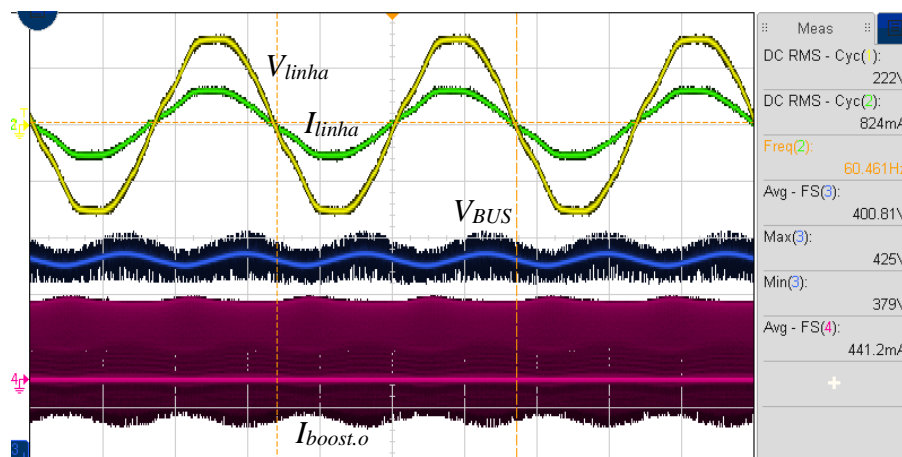
Figura 3 - Estrutura do conversor *boost* AC-DC.



Fonte: Autor.

Este estágio CFP é controlado pelo CI dedicado L6562 (ST, 2005), sendo o controlador configurado para operar em modo de condução crítica. A Figura 4 demonstra os principais sinais de entrada e saída do primeiro estágio.

Figura 4 - Formas de onda experimentais do conversor *boost* CFP: Canal 1 - Tensão de linha -  $V_{linha}$  ( $200V/div$ ); Canal 2 - Corrente de linha -  $I_{linha}$  ( $2A/div$ ); Canal 3 - Tensão de barramento -  $V_{BUS}$  ( $50V/div$ ); Canal 4 - Corrente de saída do conversor *boost* -  $I_{boost.o}$  ( $1A/div$ ).



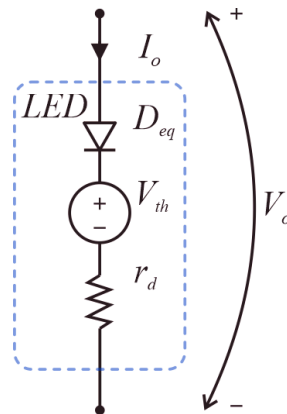
Fonte: Autor.

### 2.2.2 Características da carga LED

A caracterização matemática das variações entre os sinais de tensão e corrente da carga também é necessária para um projeto adequado do seu circuito de acionamento.

Para o caso do LED, a aproximação adotada neste trabalho é um modelo de circuito série composto por um diodo ideal ( $D_{eq}$ ), seguido de uma fonte de tensão ( $V_{th}$ ) e uma resistência característica ( $r_d$ ), circuito representado na Figura 5.

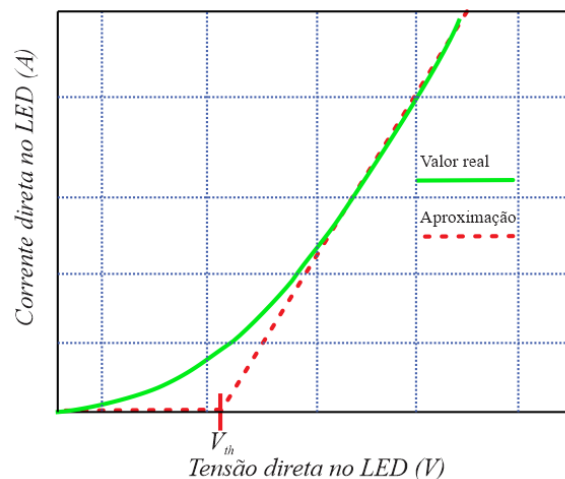
Figura 5 - Circuito equivalente do LED.



Fonte: Autor.

A fonte  $V_{th}$  representa a tensão de limite onde o LED começa a conduzir, já a resistência característica representa a inclinação da curva de corrente referente ao ponto de operação nominal de trabalho escolhida para o dispositivo. Representações das curvas prática e teórica podem ser visualizadas na Figura 6.

Figura 6 - Representação teórica da variação de corrente em função da tensão no LED.



Fonte: Autor.

Partindo destas definições, para valores de  $V_o$  maiores que  $V_{th}$ , podemos aproximar a corrente no LED pela equação (1). Caso  $V_o$  não supere a tensão de ligamento, a corrente no dispositivo é nula.

$$I_o = \begin{cases} \frac{V_o - V_{th}}{r_d} & \text{para } V_o > V_{th} \\ 0 & \text{para } V_o \leq V_{th} \end{cases} \quad (1)$$

Para o caso específico da luminária Zagonel estudada neste trabalho os valores de  $V_{th}$  e  $r_d$  serão referentes à associação série dos LEDs CoB (do inglês “*Chip on Board*”, denominação dada a conjuntos de LEDs fabricados em ligação matricial em uma placa de circuito impresso), conforme valores apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Dados da carga LED apresentada.

Parâmetro	Simbologia	Valor / Descrição
Carga LED	-	Dois LEDs CoB em associação série
Código do componente	-	CLU048-1818C4
Tensão de partida equivalente	$V_{th}$	90 V
Resistência equivalente	$r_d$	6,61 $\Omega$
Corrente de trabalho na aplicação	$I_o$	1,80 A

Com a definição dos sinais de entrada e da carga, as características de entrada e saída para o projeto do conversor do estágio de controle de potência estão definidas. Deste modo, os próximos capítulos irão definir o projeto do conversor, iniciando pelo conversor *buck* tradicional.

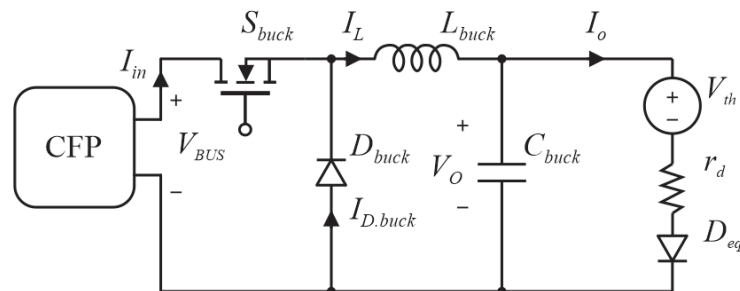
### 3 ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK PC

Esta sessão apresenta a análise do desenvolvimento do conversor *buck* para o estágio de controle de potência. Será demonstrada a metodologia de projeto adotada, utilizando das características de projeto delimitadas no capítulo anterior, assim como serão feitas previsões de desempenho.

#### 3.1 Conversor Buck MCC

A estrutura padrão de um conversor *buck* está apresentada na Figura 7, sendo esta composta por uma fonte de entrada ( $V_{BUS}$ , que representa a saída da etapa CFP), um interruptor ( $S_{buck}$ ), um elemento indutivo ( $L_{buck}$ ), um elemento capacitivo ( $C_{buck}$ ), um diodo ( $D_{buck}$ ) e a carga LED equivalente.

Figura 7 - Estrutura tradicional do conversor *buck* DC-DC.



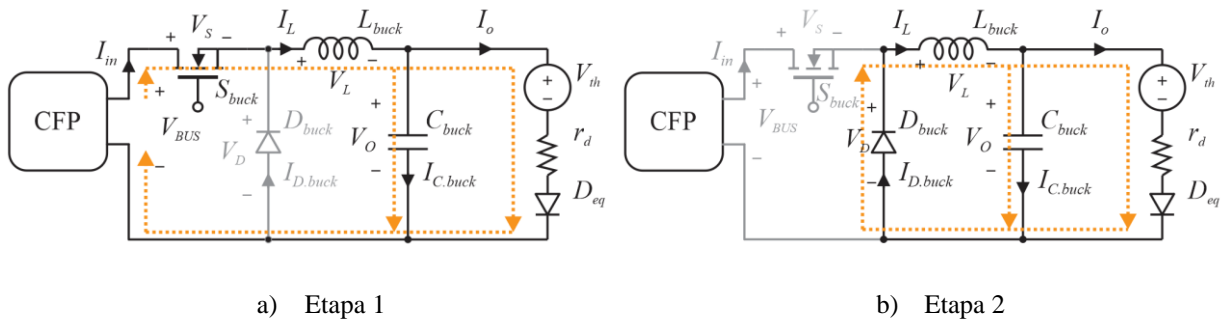
Fonte: Autor.

Devido a sua simplicidade de projeto, que é reflexo do número reduzido de elementos ativos e passivos, esta topologia se torna muito atrativa para aplicações industriais onde a confiabilidade e o *time to marketing* (expressão em inglês que remete ao tempo levado para um produto passar pelo desenvolvimento e estar disponível para o mercado) são elementos indispensáveis.

O conversor Buck operando em modo de condução contínua (MCC) apresenta duas etapas de operação.

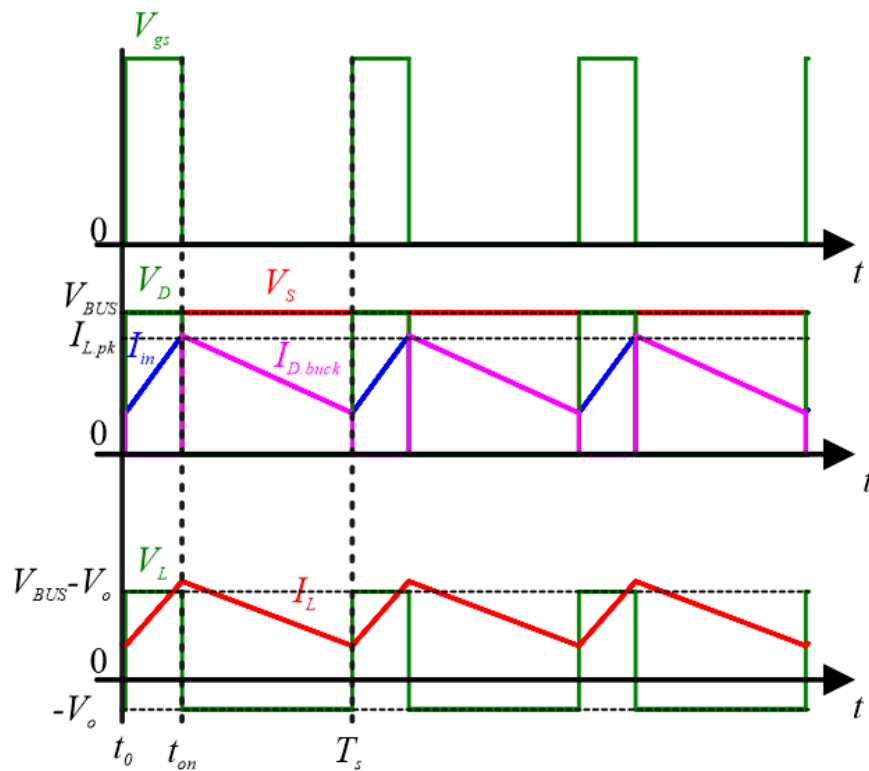


Figura 8 - Etapas de operação para o conversor *buck* DC-DC em MCC.



Fonte: Autor.

Figura 9 - Sinais de tensão e corrente para conversor *buck* DC-DC em MCC.



Fonte: Autor.

A primeira etapa (compreendida pelo período de tempo  $t_{on}$ ) pode ser definida pela chave  $S_{buck}$  conduzindo e o diodo  $D_{buck}$  bloqueado, onde há o crescimento na magnitude da corrente do indutor  $L_{buck}$  resultante da diferença de tensão ( $V_{BUS}$  e  $-V_O$ ) aplicadas no indutor.

Na segunda etapa há o bloqueio da chave, assim a corrente do indutor inicia seu decréscimo e força a entrada em condução do diodo  $D_{buck}$ . Idealmente, o capacitor absorve a variação de corrente do indutor e a carga recebe a componente CC do sinal  $I_L$ .

### 3.2 Parâmetros de projeto para o conversor *buck*.

As definições dos parâmetros de projeto seguem o equacionamento apresentado em (MICROCHIP, 2015), com base nos sinais de corrente e tensão apresentados na Figura 9.

A razão cíclica  $D_b$  representa a relação entre o tempo de condução  $t_{on}$  e a frequência de comutação. Para o conversor *buck* MCC, o ganho de tensão é representado diretamente pela razão cíclica, conforme (2).

$$D_b = \frac{V_o}{V_{BUS}} = t_{on} \cdot f_s \quad (2)$$

A equação característica do indutor *buck*, representada por (3), é função da variação de corrente ( $\Delta I_L$ ) no indutor e a diferença de tensões de entrada e saída durante o período  $t_{on}$ .

$$L_{buck} = \frac{(V_{BUS} - V_o) \cdot t_{on}}{\Delta I_L} \quad (3)$$

Sua corrente de pico ( $I_{L,pk}$ ) é a mesma presente na chave, que pode ser calculada através da soma entre a corrente média de saída e a variação ( $\Delta I_L$ ) admitida no projeto do indutor, como mostra (4).

$$I_{L,pk} = I_{s,pk} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4)$$

Já a corrente eficaz ( $I_{L,rms}$ ) no elemento magnético pode ser calculada através da forma de onda apresentada também na Figura 9, definida por (5).

$$I_{L,rms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (5)$$

Partindo das definições de indutância e correntes presentes no elemento magnético do conversor *buck*, o projeto físico do indutor pode ser iniciado.

### 3.2.1 Projeto físico do indutor $L_{buck}$ .

Para o projeto físico do indutor  $L_{buck}$  será adotado o método de produto de áreas, que consiste no produto da área do material ferromagnético ( $A_e$ ) e da área útil do carretel ( $A_w$ , utilizado na bobinagem de elementos magnéticos) como índice ( $A_e A_w$ ) de aproveitamento dos núcleos (MCLYMAN, 2004).

A Equação (6) mostra a estrutura do cálculo para a definição do índice, cujos elementos do projeto são: a indutância desejada ( $L_{buck}$ ), as correntes de pico ( $I_{L.pk}$ ) e eficaz ( $I_{L.rms}$ ), os limites de densidade de corrente ( $J_{max}$ ) e densidade de fluxo magnético ( $B_{max}$ ) e a constante  $k_w$  que representa o aproveitamento da área da janela. O fator  $k_w$  de enrolamento pode ser dividido em três fatores, sendo eles o aproveitamento do condutor cilíndrico  $k_{w.0}$ , a proporção da isolamento  $k_{w.ins}$  e o fator  $k_{w.litz}$  utilizado quando aplicado o cabo *litz* (cabo multifilar composto por fios isolados entre si) (ELEKTRISOLA, [s.d.]).

$$A_e A_{w_{buck}} = \frac{L_{buck} \cdot I_{L.pk} \cdot I_{L.rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad (6)$$

$$k_w = k_{w.0} \cdot k_{w.ins} \cdot k_{w.litz} \quad (7)$$

Com a definição da escolha do núcleo, o número de espiras necessárias para atingir a indutância de projeto e a área do condutor escolhido são estabelecidas por (8) e (9), respectivamente. Estes valores de área do condutor, número de voltas e dimensões do núcleo magnético serão aproveitados também no equacionamento de perdas no próximo subitem.

$$N_L = L_{buck} \frac{I_{L.pk}}{B_{max} \cdot A_{e.buck}} \quad (8)$$

$$S_w = \frac{I_{L.rms}}{J_{max}} \quad (9)$$

### 3.2.2 Equacionamento de perdas para o conversor *buck*.

O estudo do comportamento das perdas nos conversores serve como indicativo para o entendimento de estratégias de otimização da eficiência dos *drivers*. Os elementos onde se encontram as principais perdas do conversor *buck* são o indutor, a chave e o diodo. Ainda há

uma parcela significativa da perda total referente ao circuito de controle, o qual é composto por circuitos menores que englobam medição de corrente no MOSFET, circuito de acionamento da chave, alimentação e configuração do circuito integrado (CI) utilizado no controle do conversor.

As perdas no indutor podem ser divididas em duas categorias, a perda por efeito Joule originada na resistência intrínseca do enrolamento e a perda magnética gerada pela variação do campo magnético ( $\Delta B$ ) no núcleo do indutor.

A perda magnética ( $P_{L,fe}$ ) pode ser aproximada por (10), onde  $\rho_{Lb}$  representa a massa do núcleo magnético e  $x$ ,  $y$  e  $k$  representam coeficientes obtidos mediante análise das perdas do elemento magnético (MCLYMAN, 2004; STEINMETZ, 1892). Considerando a variação da corrente no indutor e o  $B_{max}$  adotado para os projetos, a variação  $\Delta B$  é aproximada pela mesma proporção de variação quanto à corrente total.

$$P_{L,fe} = kf^x \Delta B^y \rho_{Lb} \approx kf^x (B_{max} \cdot \Delta I_L / I_o)^y \rho_{Lb} \quad (10)$$

As perdas por efeito Joule ( $P_{L,Cu}$ ) são o produto da corrente eficaz aplicada na resistência intrínseca do enrolamento, que pode ser aproximada pelo comprimento  $l_t$  médio de uma espira que contorna o centro do núcleo, pela área equivalente  $S_w$  do condutor escolhido, o número de espiras projetado e a resistividade elétrica específica do cobre ( $\rho_{Cu}$ ), conforme a Equação (11).

$$P_{L,Cu} = I_{L,rms}^2 \cdot \frac{\rho_{Cu} \cdot l_t \cdot N_L}{S_w} \quad (11)$$

O diodo  $D_{buck}$  também apresenta perdas por condução, estas podem ser calculadas por (13) através do produto da queda de tensão direta ( $V_{f,buck}$ ) e a corrente média ( $I_{D,buck}$ ) que flui através do diodo  $I_{D,buck}$ . A corrente média  $I_{D,buck}$  pode ser computada como função da corrente média de saída ( $I_o$ ) e a razão cíclica ( $D_b$ ) por (12).

$$I_{D,buck} = I_o \cdot (1 - D_b) \quad (12)$$

$$P_{D,buck,cond} = I_{D,buck} \cdot V_{f,buck} \quad (13)$$

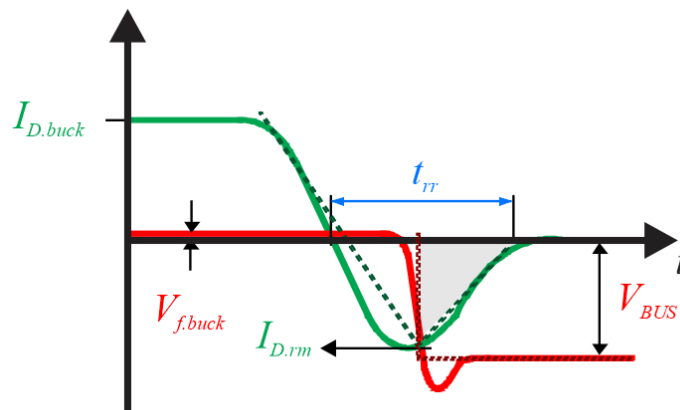
Na Equação (16) são calculadas as perdas durante o estado de bloqueio do diodo ( $P_{D.buck.blq}$ ), advindas de uma corrente de fuga reversa  $I_{D.r}$ .

$$P_{D.buck.blq} = I_{D.r} \cdot V_{BUS} \cdot D_b \quad (14)$$

O diodo apresenta ainda uma quantia representativa de energia dissipada durante a saída de condução, com dependência direta do tempo de recuperação reversa  $t_{rr}$  e dos sinais de tensão e corrente aplicados ao componente (BÜRKEL; SCHNEIDER, 1999), como o ilustrado na Figura 10 e representado matematicamente por (15).

$$P_{D.buck.off} = \frac{I_{D.buck} \cdot V_{BUS}}{2} \cdot \frac{t_{rr}}{2} \quad (15)$$

Figura 10 - Sinais de tensão e corrente na saída de condução do diodo.



Fonte: Adaptado de (BÜRKEL; SCHNEIDER, 1999).

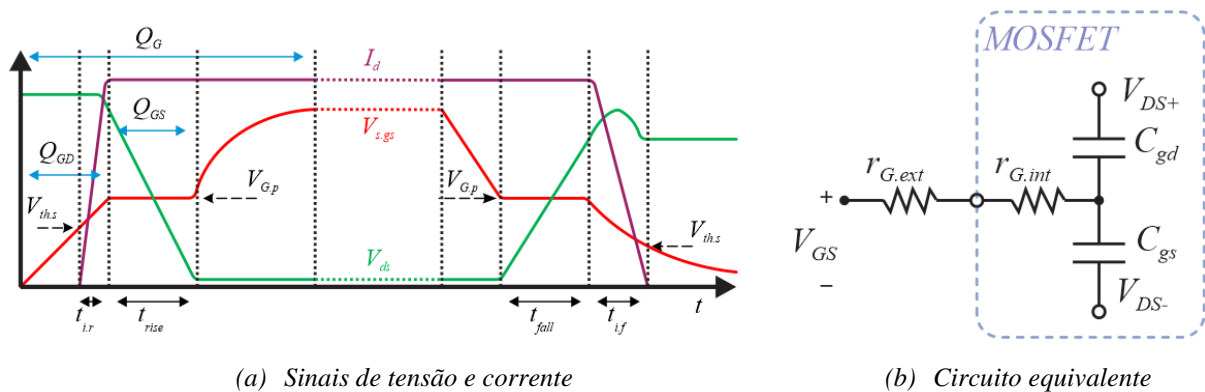
O interruptor, se considerarmos um MOSFET, apresenta uma resistência  $r_{DS.on}$  (dreno-fonte) de condução que, juntamente com a corrente eficaz ( $I_{S,rms}$ ), definida por (16) e que flui durante o tempo  $t_{on}$ , geram uma perda em condução calculada de acordo com a Equação (17).

$$I_{S,rms} = I_{in,rms} = \sqrt{\left( I_o^2 + \frac{\Delta I_o^2}{12} \right) \cdot \left( \frac{V_o}{V_{BUS}} \right)} \quad (16)$$

$$P_{S.cond} = I_{S,rms}^2 \cdot r_{DS.on} \quad (17)$$

Entre os breves períodos de transição entre as etapas de condução são observados os cruzamentos entre os sinais de tensão e corrente que atuam sobre a chave semicondutora, como ilustrado na representação da Figura 11. As constantes de tempo  $t_{rise}$  e  $t_{fall}$  encontradas na folha de dados do MOSFET representam respectivamente os tempos de subida e descida do sinal de tensão dreno-fonte ( $V_{DS}$ ). Estes valores de tempo devem ser corrigidos de acordo com o ponto de operação em que este semicondutor está exposto, utilizando curvas e parâmetros de projeto adicionais presentes na folha de dados (VISHAY, 2016).

Figura 11 - Representação das não linearidades no momento de comutação do MOSFET.



Fonte: Adaptado de (VISHAY, 2016).

Estas correções são apresentadas em (18) e (19), onde  $r_{G,int}$  e  $r_{G,ext}$  são respectivamente as resistências internas e externas atreladas ao terminal de porta (*gate*) do dispositivo,  $Q_{GD,dt}$  e  $V_{DS,dt}$  são os valores de carga para o sinal de porta e a tensão associada entre os terminais de dreno e fonte encontrados na folha de dados,  $V_{DS}$  é a tensão de operação e  $V_{G,p}$  é a tensão de *Miller Plateau* (VISHAY, 2016).

$$t_{fall} = (r_{G,int} + r_{G,ext}) \cdot \frac{Q_{GD,dt}}{V_{DS,dt}} \cdot \frac{V_{DS}}{(V_{GS} - V_{G,p})} \quad (18)$$

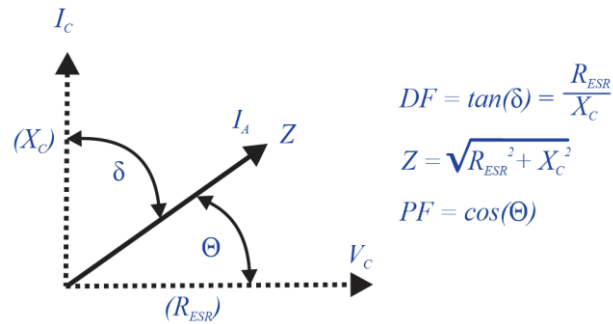
$$t_{rise} = (r_{G,int} + r_{G,ext}) \cdot \frac{Q_{GD,dt}}{V_{DS,dt}} \cdot \frac{V_{DS}}{V_{G,p}} \quad (19)$$

Partindo de (18) e (19) as perdas por comutação podem ser aproximadas por (20).

$$P_{S.sw} = \frac{\left( I_{S.pk} - \frac{V_o \cdot t_{off}}{L_{buck}} \right) \cdot t_{rise} + I_{S.pk} \cdot t_{fall}}{2} \cdot V_{BUS} \cdot f_s \quad (20)$$

Os capacitores possuem uma resistência série equivalente  $R_{ESR}$  (IC CAPACITORS, [s.d.]), cujo valor pode ser encontrado de diversas formas. O índice DF (fator de dissipação) é frequentemente disponibilizado pelos fabricantes, assim como curvas para variação da impedância e outros coeficientes de variação conforme frequência e temperatura também são encontrados. As relações entre os índices, ângulos e impedância de um capacitor podem ser vistas na Figura 12.

Figura 12 - Impedância do capacitor.



Fonte: Autor.

Partindo do valor de  $R_{ESR}$ , a perda por efeito joule presente neste componente pode ser definida por (21).

$$P_{C.cond} = \frac{\Delta I_{LED}^2}{12} \cdot R_{ESR} \quad (21)$$

Finalmente, incorporando todos os cálculos de previsão de perdas para o conversor, a eficiência inicial para o mesmo é estimada conforme (22).

$$\eta_{buck.c} = \frac{P_o}{P_{in}} \approx \frac{P_{in} - (P_{L.fe} + P_{L.Cu} + P_{D.buck.cond} + P_{D.buck.blq} + P_{D.buck.off} + P_{S.cond} + P_{S.sw} + P_{C.cond})}{P_{in}} \quad (22)$$

Partindo das definições de projeto e eficiência se define a estrutura dos conversores *buck* que serão avaliados.

### 3.3 Definição da estrutura

O conversor *buck* original, o qual faz parte da linha de produção da empresa Zagonel Ltda., possui uma frequência de comutação de 33 kHz. Deste modo, para verificar o desempenho deste conversor e também fornecer um parâmetro de comparação em outras frequências de comutação, optou-se por avaliar este conversor nas frequências de operação de 33 kHz, 60 kHz e 100 kHz, englobando uma faixa de frequências usuais para este tipo de aplicação. O objetivo final é avaliar como este parâmetro impactará em fatores como o rendimento, volume e custo deste conversor.

Dados os devidos modelos matemáticos apresentados nos itens 3.1, 3.2 e as condições de operação apresentadas no capítulo 2, são definidos os parâmetros de projeto para o conversor *buck* na Tabela 3.

Tabela 3 - Definição dos parâmetros de projeto para os conversores *buck* propostos.

Parâmetro	Símbolo	Projeto 33 kHz	Projeto 60 kHz	Projeto 100 kHz
Potência	$P_{in}$		180W	
Razão Cíclica	$D_b$		0,25	
Tensão de entrada	$V_{in}$		400 V <sub>DC</sub>	
Tensão de saída	$V_o$		102 V <sub>DC</sub>	
Capacitância de saída	$C_o$		10 $\mu$ F	
Indutância <i>buck</i>	$L_{buck}$	1688 $\mu$ H	930 $\mu$ H	544 $\mu$ H
Frequência de Operação	$f_s$	33 kHz	60 kHz	100 kHz

O projeto físico dos indutores é definido na Tabela 4, onde o condutor escolhido foi o 21 AWG simples, sem a necessidade de utilização do condutor *litz* devido à baixa ondulação de corrente no indutor proveniente do modo de operação CCM.

As características dos semicondutores escolhidos podem ser conferidas na Tabela 5 e Tabela 6 (ST, 2014; WEEN-SEMI, 2011). Para o MOSFET, cabe ressaltar que o resistor escolhido para ser adicionado externamente ao terminal de porta (*gate*) é relativamente grande se comparado ao valor  $r_{g,int}$ , o que contribui diretamente nas perdas por comutação. Este valor foi escolhido para manter a estabilidade e atenuar ruídos indesejados presentes no circuito de controle durante a implementação. Uma possibilidade de otimização será explorada no capítulo de comparação entre soluções.



Tabela 4 - Projeto físico do indutor  $L_{buck}$  para cada conversor.

Parâmetro	Símbolo	Projeto 33 kHz	Projeto 60 kHz	Projeto 100 kHz
Indutância <i>buck</i>	$L_{buck}$	1688 $\mu$ H	930 $\mu$ H	544 $\mu$ H
Fluxo Magnético Limite	$B_{max}$		0,27 T	
Limite de densidade de corrente	$J_{max}$		450 A/cm <sup>2</sup>	
Núcleo Escolhido	-	EE30/15/14	EE30/15/14	EE30/15/07
Ondulação de corrente (projeto)	$\Delta I_L$		80%	
Material	-		IP12 Thornton	
Número de espiras	$N_l$	124	69	79
Fator de aproveitamento do condutor	$k_{w.0}$		0,785	
Fator de isolamento	$k_{w.ins}$		0,819	
Fator de utilização do fio <i>litz</i>	$k_{w.litz}$		1	
Condutor escolhido	-		21AWG	

Tabela 5 - Características do MOSFET escolhido.

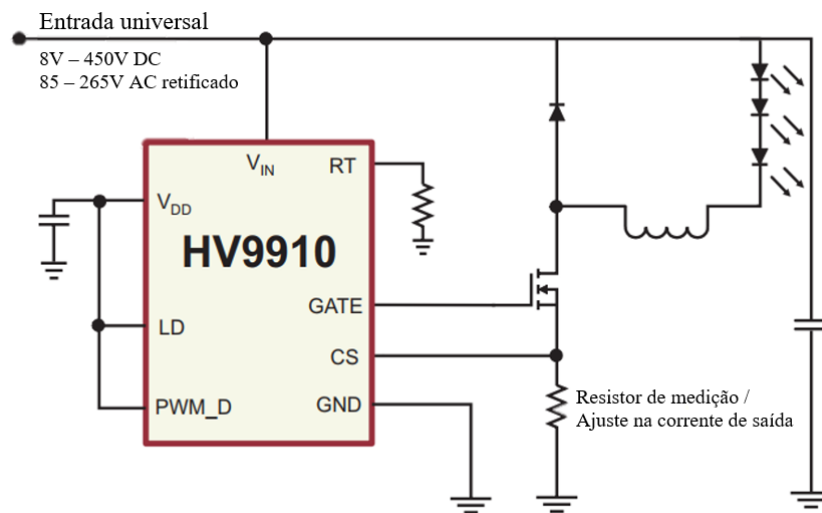
Parâmetro	Símbolo	Valor	Observação
Código do MOSFET	$S_{buck}$	9N60M2	
Resistência de condução	$r_{DS.on}$	0,63 $\Omega$ (típico)	1,5 (coeficiente térmico)
Carga para o carregamento porta-dreno	$Q_{GD.dt}$	9,7 nC	
Tensão dreno-fonte indicado na folha de dados	$V_{DS.dt}$	480 V	
Tensão dreno-fonte aplicada	$V_{DS}$	400 V	
Tensão porta-fonte aplicada	$V_{GS}$	10 V	
Tensão de <i>Miller Plateau</i>	$V_{G.p}$	5,5 V	
Resistência intrínseca da porta	$r_{G.int}$	4,8 $\Omega$	
Resistência externa conectada à porta do MOSFET	$r_{G.ext}$	22 $\Omega$	

Tabela 6 - Características do diodo escolhido.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Código do Diodo	$D_{buck}$	BYC10DX-600
Tensão direta de condução	$V_{f.buck}$	1,4 V
Corrente de fuga reversa	$I_{D.r}$	1,1 mA
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr}$	16 ns

O CI utilizado no controle do conversor *buck* é o HV9910 (MICROCHIP, 2015) da *Supertex®* (*Microchip®*). Este controlador possui um encapsulamento SOIC 8 com terminal central de acoplamento térmico. A escolha deste item se faz justificada devido ao número reduzido de periféricos presentes, resultando em um conversor de baixo custo. O esquemático de implementação do controlador é apresentado na Figura 13.

Figura 13 - Aplicação típica para o CI HV9910.



Fonte: adaptado de (MICROCHIP, 2015).

### 3.3.1 Implementação

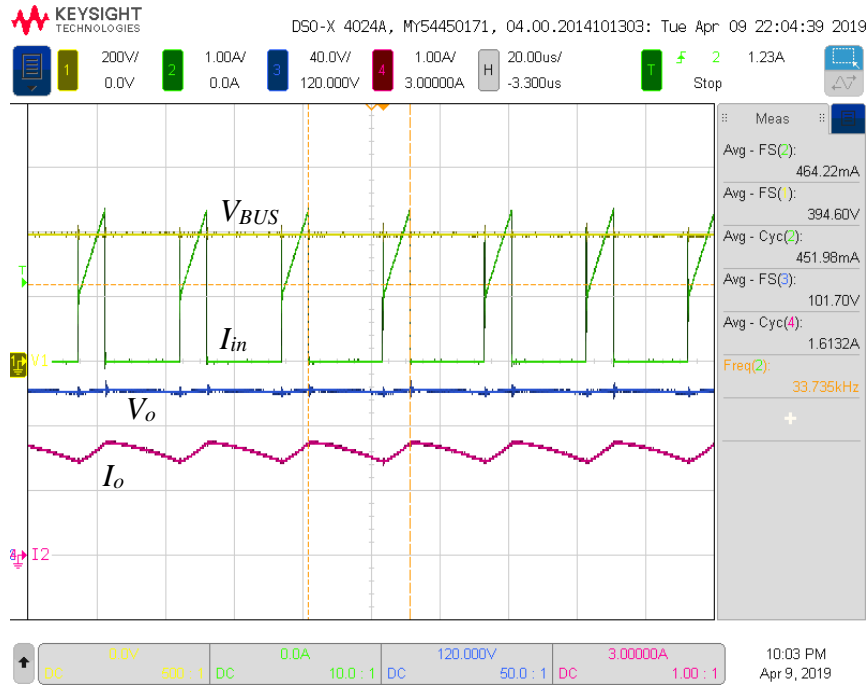
Para a validação dos métodos de previsão de perdas foram ensaiados os três projetos de indutância para o conversor *buck*. O driver Zagonel apresentado na Figura 1.a foi utilizado como base para as avaliações que serão apresentadas.

As aquisições dos sinais de corrente e tensão aplicados sobre os componentes, assim como os sinais de entrada e saída do conversor *buck* projetado com frequência de 33 kHz são apresentadas entre a Figura 14 e a Figura 16.

A Figura 17 mostra as formas de onda experimentais de  $S_{buck}$  com foco nos momentos de cruzamento, juntamente com o cálculo de perda associada ao cruzamento da tensão pela corrente no semicondutor.

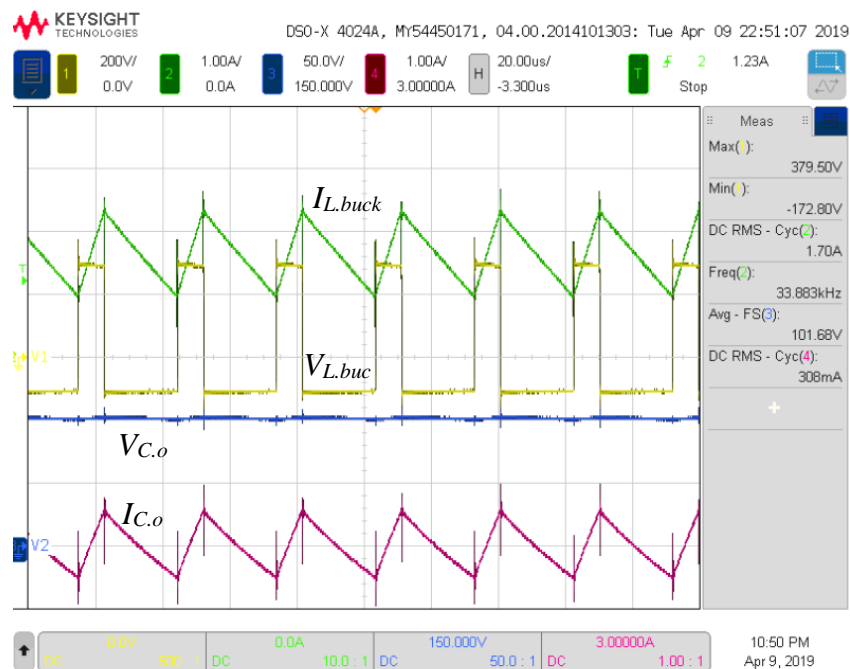
Todas as imagens foram adquiridas com a utilização do osciloscópio *Keysight Infinivision DSO-X 4024A*. As aquisições para as demais frequências são expostas no Apêndice A.

Figura 14 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 33 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



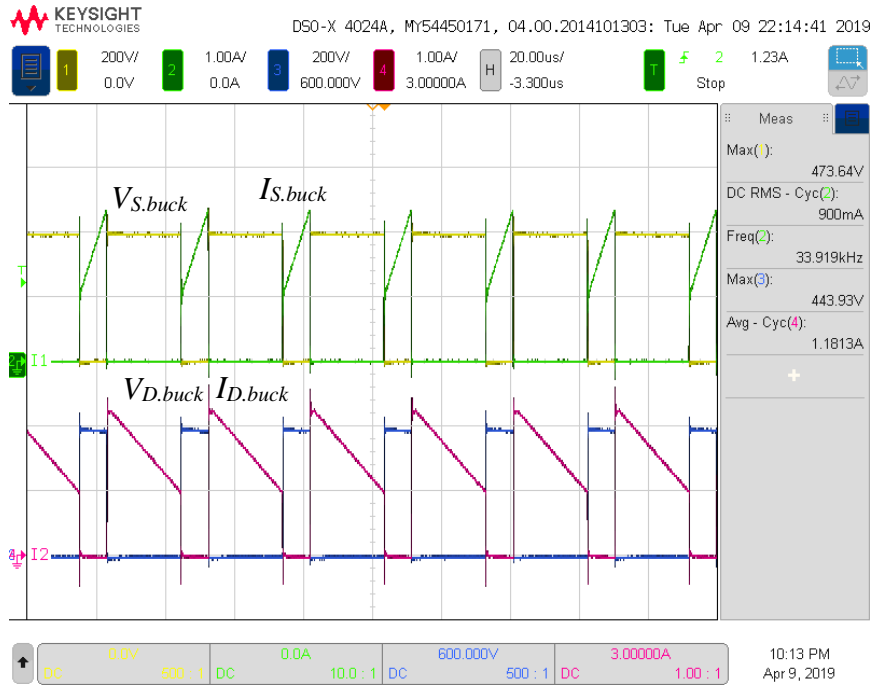
Fonte: Autor.

Figura 15 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor -  $V_{L,buck}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor -  $I_{L,buck}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor -  $V_{C,o}$  (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor -  $I_{C,o}$  (1 A/div).



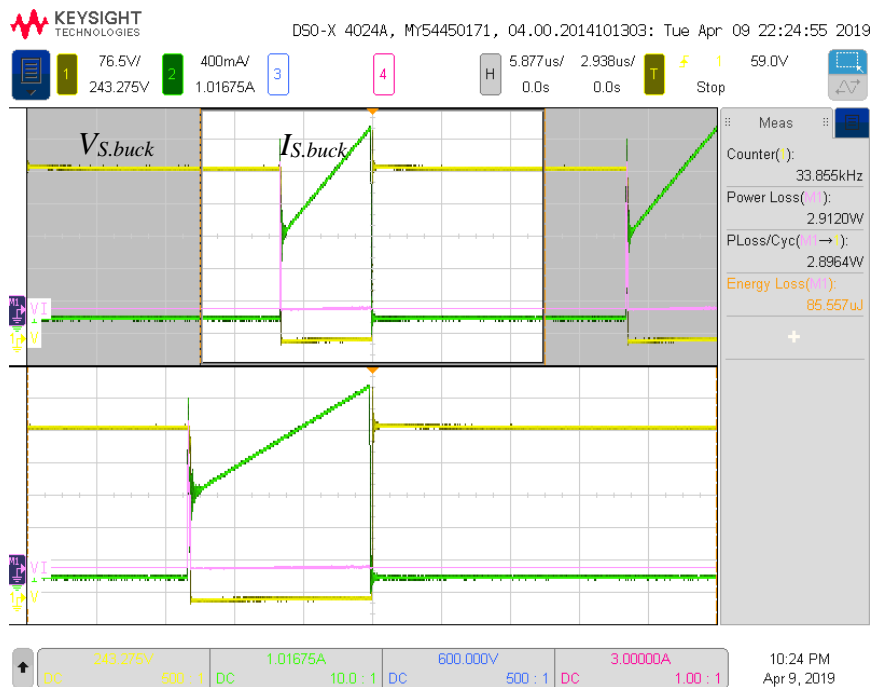
Fonte: Autor.

Figura 16 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET -  $V_{S.buck}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET -  $I_{S.buck}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o diodo -  $V_{D.buck}$  (40 V/div); Canal 4 - Corrente no diodo -  $I_{D.buck}$  (1 A/div).



Fonte: Autor.

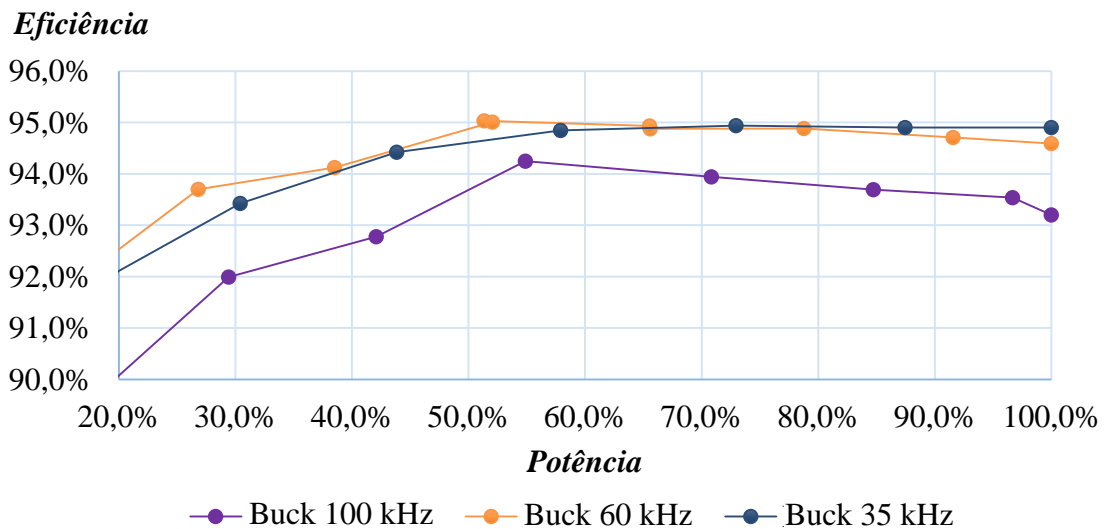
Figura 17 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 33 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET -  $V_{S.buck}$  (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET -  $I_{S.buck}$  (400m A/div).



Fonte: Autor.

A eficiência experimental para cada um dos três projetos foi traçada na Figura 18 para variações na potência de entrada do circuito até o limite de 20% da nominal. A variação de potência neste projeto é adquirida através da mudança da razão cíclica.

Figura 18 - Eficiência em função da variação de potência para os três conversores *buck*.



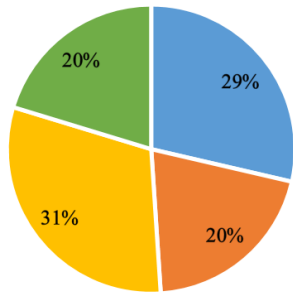
Fonte: Autor.

A Tabela 7 apresenta a compilação das perdas e rendimentos para cada projeto do conversor e a Figura 19 traz gráficos que representam a porcentagem das perdas dissipadas nos drivers, fazendo distinção entre componentes para cada frequência, colocando em evidência os valores calculados e experimentais. O rendimento experimental foi adquirido com a utilização do Analisador de Potência de Alta Performance WT1800 da empresa *Yokogawa*.

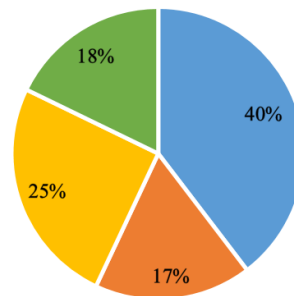
Tabela 7 - Perdas teóricas e experimentais para os conversores *buck* projetados na potência nominal.

Parâmetro	Perda Teórica	Perda Experimental	Rendimento Teórico	Rendimento Experimental
Projeto 33kHz	7,38	9,18	95,9%	94,9%
Projeto 60kHz	8,64	9,72	95,2%	94,6%
Projeto 100kHz	10,26	12,24	94,3%	93,2%

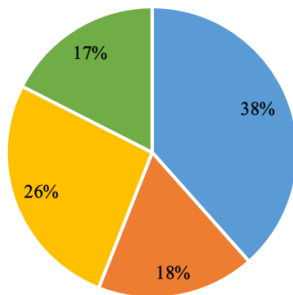
Figura 19 - Distribuição de perdas calculadas e experimentais para o circuito *buck*.



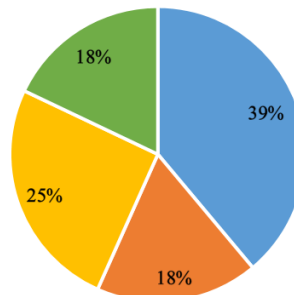
Valores calculados em 33 kHz



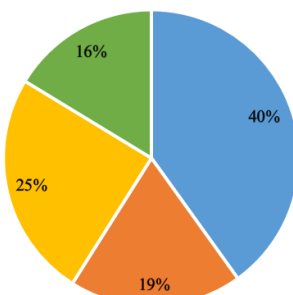
Valores experimentais em 33 kHz



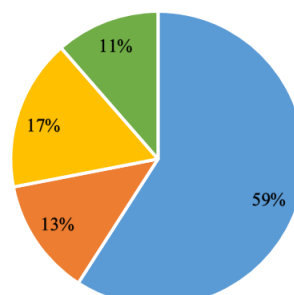
Valores calculados em 60 kHz



Valores experimentais em 60 kHz



Valores calculados em 100 kHz



Valores experimentais em 100 kHz

■ MOSFET  
■ Diodo

■ Indutor  
■ Controle

Fonte: Autor.

### 3.4 Conclusão parcial

Este capítulo apresentou uma revisão sobre o conversor *buck*, como estágio de controle de potência para uma estrutura dois estágios dedicada ao acionamento de LEDs.

No item 3.2 foram estudados os principais parâmetros de projeto para o conversor *buck* e o design físico do indutor.

Os métodos de previsão de perdas foram apresentados no item 3.2.2 e a correlação de seus resultados com a eficiência real foi averiguada no item sobre resultados.

Partindo das distribuições de perda, podemos ressaltar que o MOSFET se destaca como elemento dominante na queda da eficiência do driver (perante o aumento da frequência de operação), onde a energia dissipada por comutação cresce diretamente com o aumento das transições, como já era evidenciado em (20). Contudo, baseado no entendimento do fenômeno de perdas por comutação, uma possível redução  $r_{G.ext}$  teria grande impacto na progressão das perdas com o aumento da frequência.

Estas perdas limitam o aumento da frequência e, conseqüentemente, impedem a diminuição do valor da indutância do conversor, o que pode ser contornado apenas com a otimização da chave semicondutora.

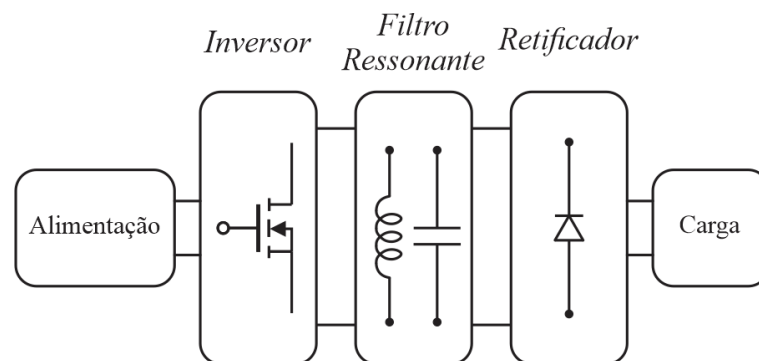
## 4 ANÁLISE DO CONVERSOR MEIA-PONTE LLC RESSONANTE ISOLADO

Esta sessão apresenta a análise do desenvolvimento do conversor meia-ponte LLC ressonante isolado para o estágio de controle de potência. Será demonstrada a metodologia de projeto, utilizando das mesmas diretrizes de projeto utilizadas para o conversor *buck*, assim como serão feitas as previsões de desempenho análogas para este conversor.

### 4.1 Conversor Meia-ponte LLC Ressonante Isolado

A estrutura padrão para um conversor ressonante é composta de um inversor, um filtro ressonante e um retificador de alta frequência, conforme a representação apresentada na Figura 20. Contando com a vantagem de operar em ZVS e ZCS, os conversores ressonantes possuem baixas perdas em comutação e podem operar em frequências mais elevadas, reduzindo os elementos passivos. Por outro lado, este tipo de topologia apresenta condução de correntes provenientes de potências reativas no filtro, o que implica em maiores perdas em condução.

Figura 20 - Representação padrão para circuitos com filtro ressonante.



Fonte: Autor.

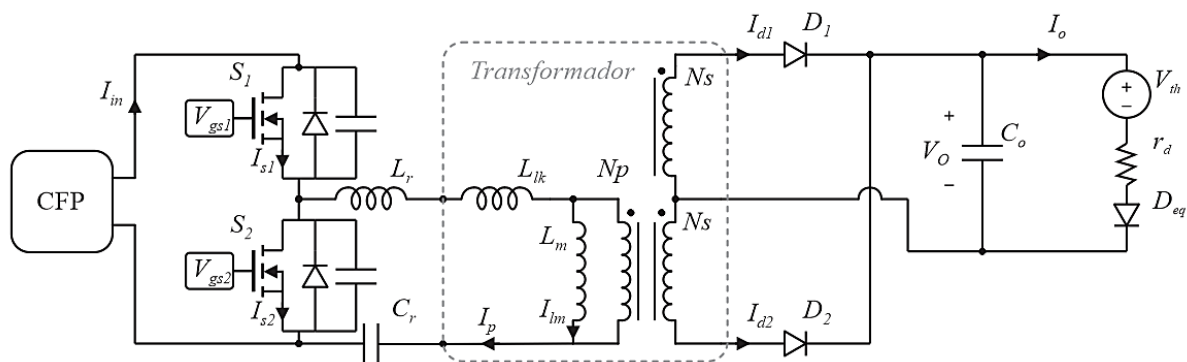
Existem trabalhos onde diversas estruturas de filtros ressonantes, como LC série, LC paralelo, LCC e LLC são investigadas (ALMEIDA, 2014) e, mesmo com a possibilidade de implementação de qualquer um destes circuitos para a solução do estágio PC, a estrutura LLC vem sendo adotada em diversos estudos (FENG; LEE; MATTAVELLI, 2014; ZUO et al., 2011) e soluções comerciais (INFINEON, 2019; LI et al., 2016; ST, 2013a).



O conversor Meia-ponte LLC ressonante apresenta como estrutura dois interruptores conectados em meia ponte ( $S_1$  e  $S_2$ ) que funcionam como inversor de alta frequência, alimentadas por uma fonte de entrada ( $V_{BUS}$ ), que entregam idealmente uma onda quadrada ao filtro ressonante.

No caso particular do conversor LLC isolado representado na Figura 21, o filtro ressonante é composto por um indutor ( $L_r$ ) e um capacitor ( $C_r$ ) série ressonantes, associados a um transformador, que entrega um sinal AC filtrado ao retificador. No presente trabalho foi adotada a estrutura de transformador com dois secundários que, com o ônus do aumento no volume do transformador, substitui a utilização de um retificador com quatro semicondutores por somente dois componentes, reduzindo as perdas na retificação.

Figura 21 - Estrutura do conversor meia-ponte LLC ressonante isolado aplicado à carga LED.



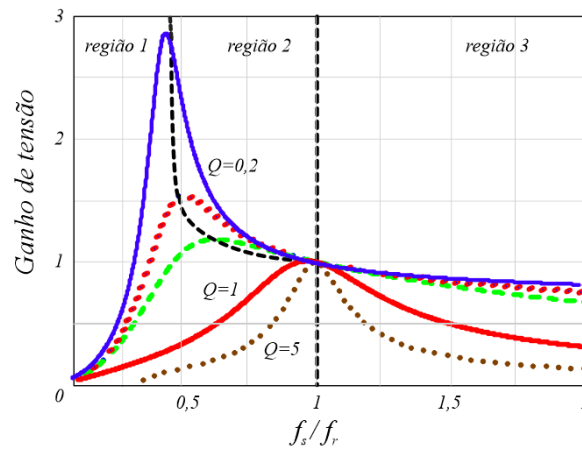
Fonte: Autor.

Este conversor é considerado multiressonante, apresentando uma frequência relacionada ao filtro principal ( $f_r$ ) e uma segunda frequência de ressonância ( $f_p$ ), definidas nas Equações (23) e (24), respectivamente. Partindo das curvas mostradas na Figura 22, pode-se compreender o comportamento do ganho de tensão do filtro LLC dentre as regiões de operação conforme variação da frequência de operação.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (23)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (24)$$

Figura 22 - Ganho de tensão e regiões de trabalho para o conversor com filtro LLC com carga resistiva.



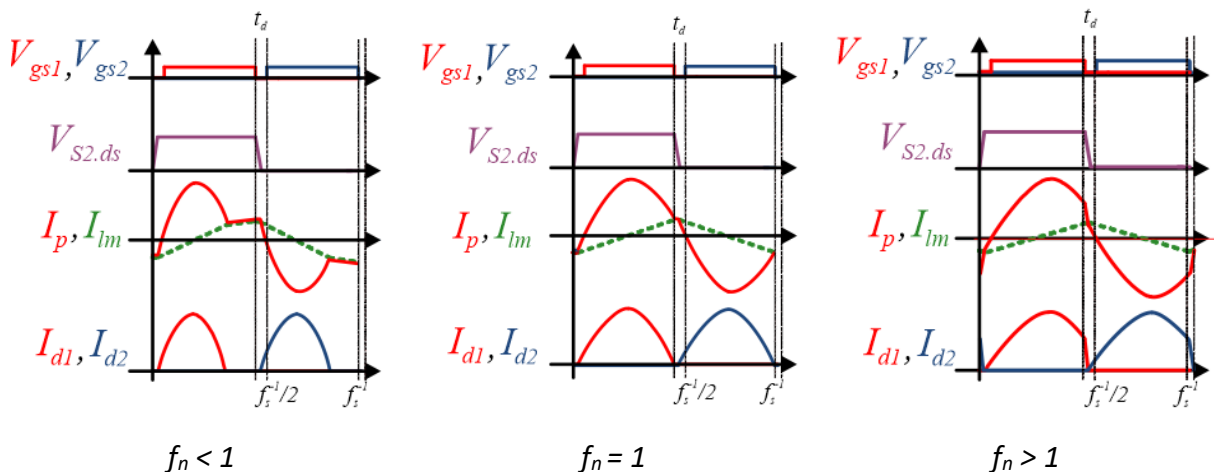
Fonte: Adaptado de (LIN; LIN, 2010).

O pico de ganho apresentado pelas curvas definem o ponto limite para a região 1, caracterizada como região capacitiva. A operação nesta região é normalmente evitada devido a perda do ZVS na comutação das chaves, reduzindo a eficiência geral e limitando a frequência de operação.

Na Figura 23 são ilustradas três formas distintas de operação na região indutiva em função da proporção entre frequência de operação ( $f_s$ ) e frequência do filtro ( $f_r$ ). Esta proporção será definida pela equação (25) como frequência normalizada  $f_n$ .

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (25)$$

Figura 23 - Pontos de operação para o conversor com filtro LLC ressonante.



Fonte: Adaptado de (ABDEL-RAHMAN, 2012).

A região 2 se caracteriza pela operação abaixo da ressonância do filtro. Antes do final do período de comutação a corrente ressonante alcança a corrente magnetizante, partindo para um ponto de operação em que a condução do retificador é suspensa e  $I_r$  circula por  $L_m$ . Operar nesta região leva ao aumento de energia reativa circulante no conversor e produz maiores perdas por condução.

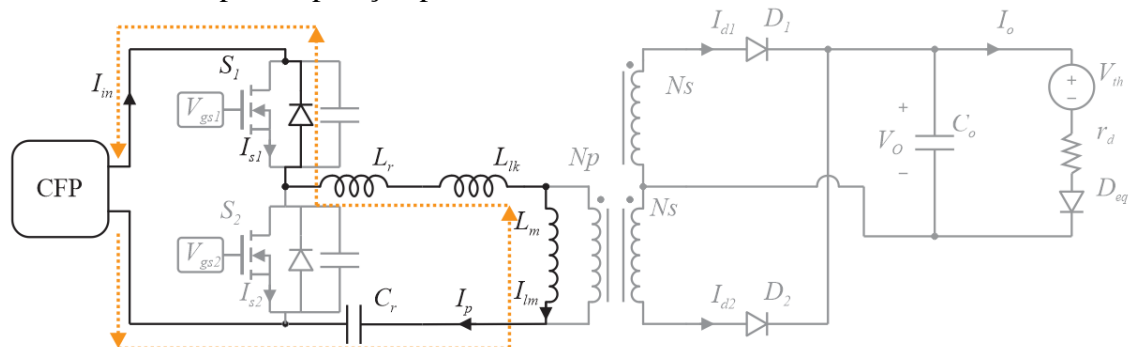
O funcionamento do conversor na região 3 apresenta menor influência do indutor  $L_m$ , o que o torna uma opção com menores correntes circulantes no inversor. Em contrapartida, os diodos de saída não terminam o período de chaveamento em corrente nula e apresentam perdas por recuperação reversa.

Operando com  $f_n$  unitário obtemos, ao final do período de comutação, uma corrente ressonante que alcança a corrente magnetizante, suspendendo a condução no retificador no instante da troca de etapa. Com esta configuração a condução de corrente é otimizada e o tanque ressonante possui ganho unitário para variações da carga.

De maneira abrangente, este conversor possui melhores eficiências operando com sua frequência de chaveamento próxima da frequência do filtro ressonante. Deste modo, o conversor LLC apresenta seis etapas de operação, representadas entre a Figura 24 e a Figura 26, com suas formas de onda apresentadas de forma mais detalhada na Figura 27.

Para o conversor em regime de operação, durante a primeira etapa o diodo intrínseco do MOSFET  $S_1$  conduz a corrente residual no filtro ressonante. Esta etapa é representada na Figura 24 e é compreendida entre os tempos  $t_0$  e  $t_1$ . O sinal de acionamento deste semiconductor pode ser ativado até o final deste período, de modo a manter o chaveamento suave.

Figura 24 – Primeira etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante.

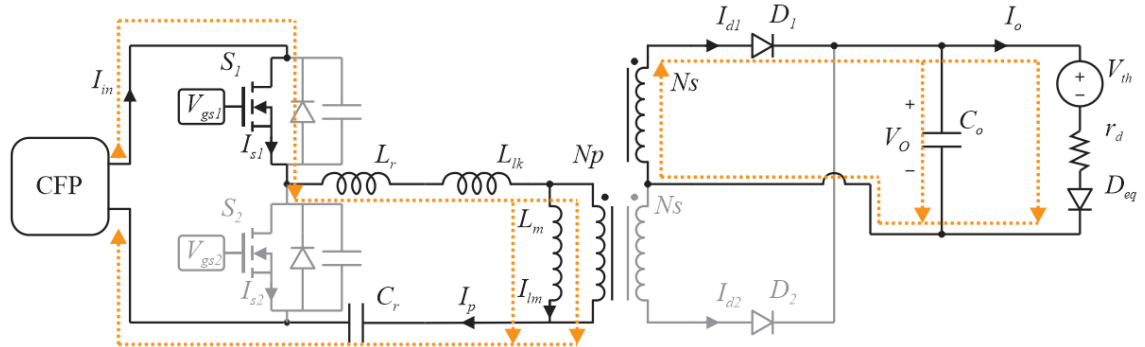


Fonte: Autor

A segunda etapa de operação é iniciada com a condução do MOSFET  $S_1$ , assim a tensão de barramento é aplicada no filtro ressonante. Parte da corrente  $I_p$  flui através da

indutância magnetizante ( $L_m$ ) do transformador e outra parcela é refletida para o secundário, sendo conduzida pelo diodo  $D_1$  para o capacitor de saída e para a carga LED. Esta etapa se encerra em  $t_2$  com  $V_{gs1}$  indo para zero e o consequente bloqueio de  $S_1$ .

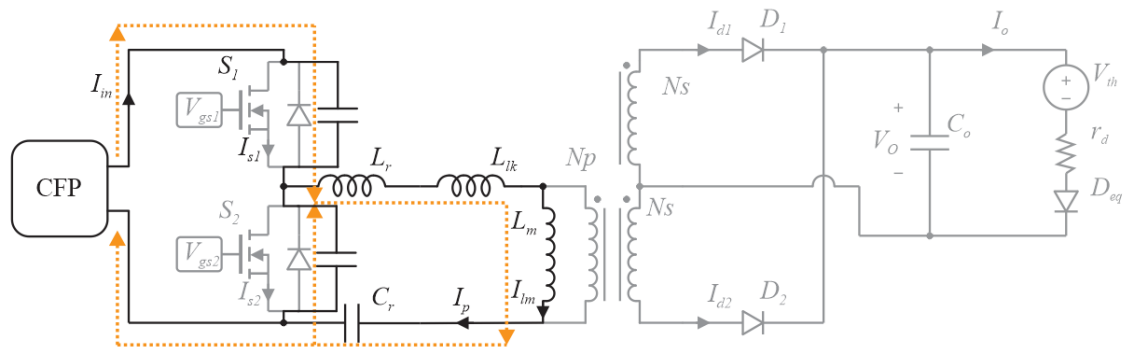
Figura 25 – Segunda etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante.



Fonte: Autor

Após o bloqueio de  $S_1$  as capacitâncias intrínsecas dos MOSFET's oferecem caminho para a corrente residual no transformador, como ilustrado na Figura 26. Desta forma a terceira etapa é definida como o intervalo de tempo entre os instantes  $t_2$  e  $t_3$ , que correspondem ao tempo de carregamento do capacitor de  $S_1$  e descarregamento do capacitor de  $S_2$ . Na Figura 27 esta etapa foi propositalmente expandida para fins de visualização.

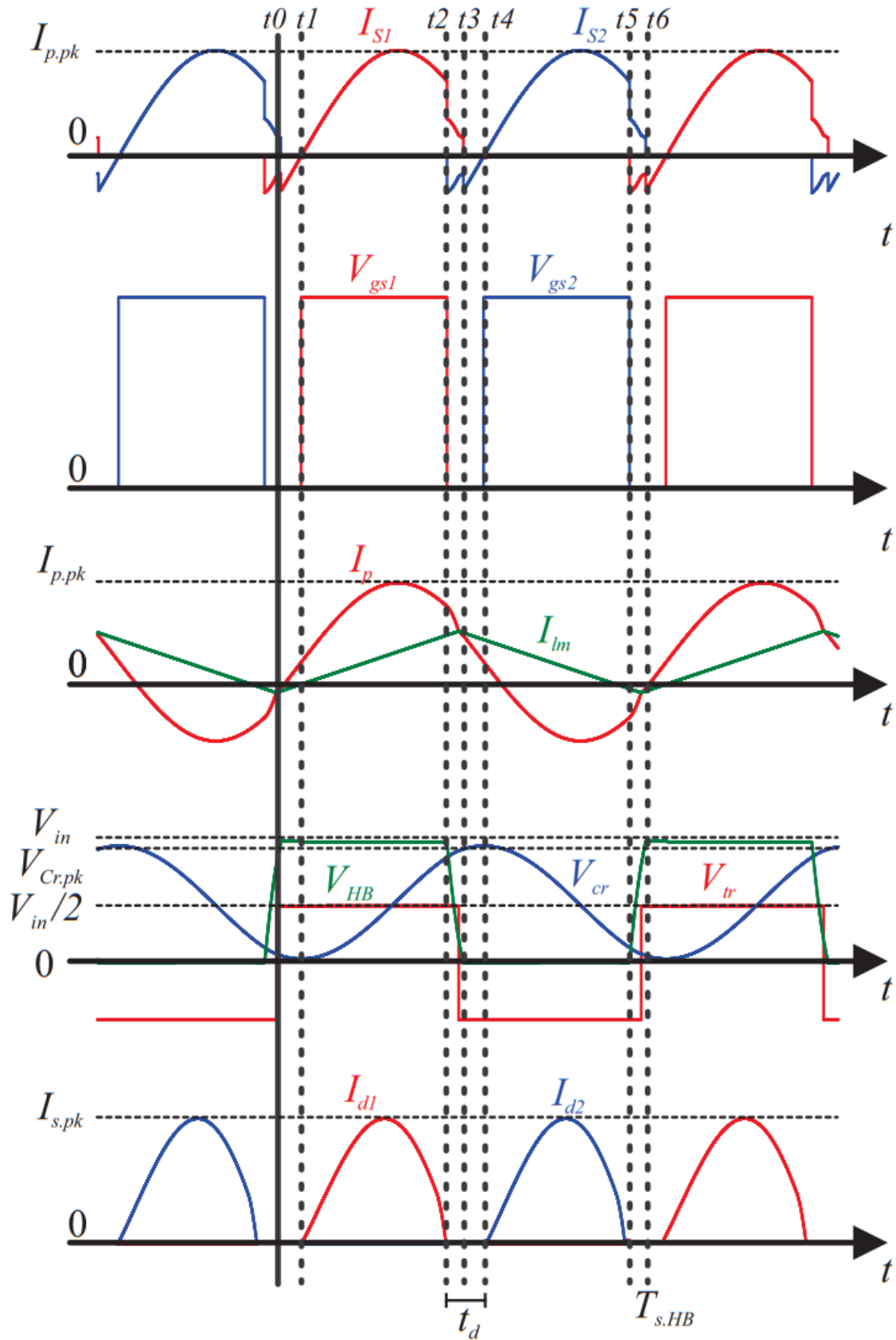
Figura 26 – Terceira etapa de operação para o conversor isolado LLC ressonante.



Fonte: Autor

No instante  $t_3$ , após o descarregamento da capacitância de  $S_2$ , a corrente do filtro inicia sua condução pelo diodo reverso deste mesmo semicondutor, dando início à quarta etapa. As etapas quatro, cinco e seis são análogas as etapas um, dois e três e em razão disso suas explicações serão suprimidas.

Figura 27 - Formas de onda para o conversor meia-ponte LLC ressonante isolado.



Fonte: Autor.

#### 4.2 Parâmetros de projeto para o conversor meia-ponte LLC ressonante isolado.

O projeto do conversor meia-ponte LLC ressonante aplicado a LEDs é fundamentado no ganho de corrente em função de sua resposta em frequência. O ganho de corrente deste conversor aplicado em uma carga LED difere muito das análises tradicionais vinculadas a uma carga resistiva (WU, 2011). Por esta razão, a análise do projeto do filtro utiliza a aproximação da carga como demonstrada no subitem 2.2.2 do presente trabalho.

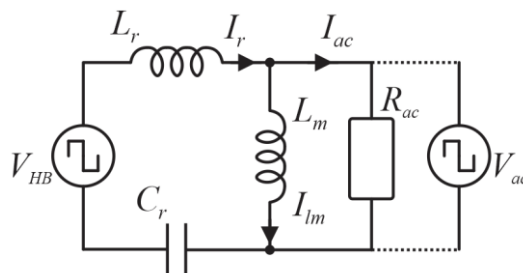
Para a análise primária do conversor para uma frequência de operação igual à frequência do filtro, a simplificação apresentada na Figura 28 é adotada de forma a isolar os principais sinais de tensão e corrente.

Para operar com  $f_n$  unitário, a relação de espiras entre primário e secundário do transformador ( $n_{ps}$ ) deve ser calculada para operação nominal para tensões de entrada e saída, conforme mostra (26), onde a tensão direta  $V_f$  nos diodos do retificador pode ser incluída.

$$n_{ps} = \frac{V_{BUS}}{2 \cdot (V_{out} + V_f)} \quad (26)$$

O sinal de tensão proveniente do filtro é representado por uma fonte de tensão quadrada  $V_{HB}$  com 50% de razão cíclica, de amplitude  $V_{BUS}$  e de frequência  $f_s$ . De mesma forma, a fonte  $V_{ac}$  representa uma fonte de tensão quadrada com 50% de razão cíclica e de frequência  $f_s$ , com tensão proporcional à  $V_o$  referida ao primário do transformador.

Figura 28 - Circuito equivalente do conversor LLC ressonante aplicado a LED.



Fonte: Autor.

Aproximando o sinal  $V_{AC}$  pela sua primeira harmônica, obtém-se pela série de Fourier a componente fundamental  $v_{ac}$  dada por (27), onde  $n$  é a relação do número de espiras do primário ( $N_p$ ) sobre o número de espiras do secundário ( $N_s$ ) e  $\omega_{HB}$  é a frequência angular referente a  $f_s$ .

$$v_{ac} = \frac{4n \cdot V_O}{\pi} \text{sen}(\omega_{HB}t) \quad (27)$$

Considerando a corrente média de saída do retificador como a corrente média da carga ( $I_o$ ), pode-se definir a corrente  $i_{ac}$  na fonte  $v_{ac}$  por (28).

$$i_{ac} = \frac{\pi}{2n} I_o \cdot \text{sen}(\omega_{HB}t) \quad (28)$$

Com a definição dos sinais  $v_{ac}$  e  $i_{ac}$ , utilizando a simplificação da corrente do LED adotada por (1), pode-se definir a carga AC aproximadamente por (29) que acompanha a não linearidade do LED para tensões de saída acima de  $V_{th}$ .

$$R_{ac} = \begin{cases} \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot r_d \left( \frac{V_{LED}}{V_{LED} - V_{th}} \right) & \text{para } V_{LED} > V_{th} \\ 0 & \text{para } V_{LED} \leq V_{th} \end{cases} \quad (29)$$

A equação de carga para  $R_{ac}$  permite definir o fator  $Q$  de qualidade do filtro na Equação (30) que, juntamente com o índice  $L_n$ , será utilizado como parâmetro de projeto para o ganho de corrente. O índice  $L_n$  é descrito na Equação (31) e representa a proporção entre as indutâncias  $L_m$  e  $L_r$ .

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{r_d \cdot \frac{8n^2}{\pi^2}} \quad (30)$$

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (31)$$

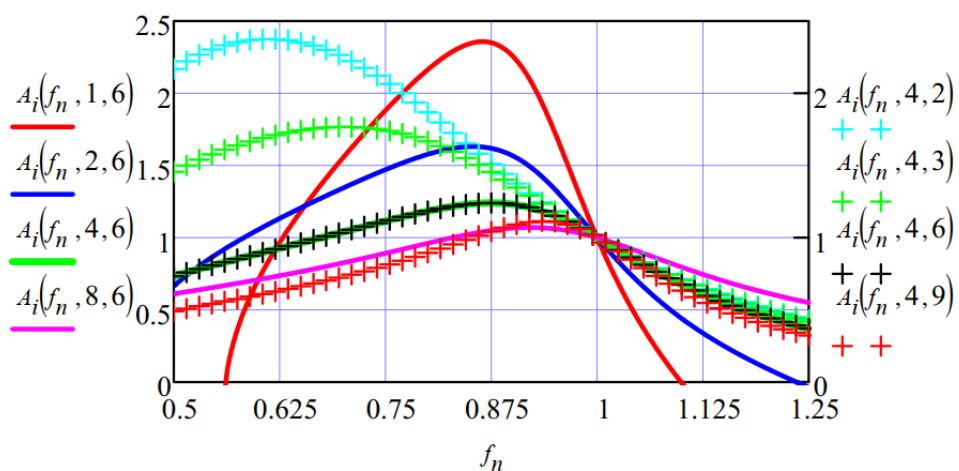
O ganho de corrente dado em (33) parte da análise das impedâncias presentes no circuito equivalente representado na Figura 28 (WU, 2011), onde  $I_n$  é a corrente nominal de saída sob as condições de operação em  $f_n$  unitário, calculada por (32).

As curvas de projeto apresentadas na Figura 29 demonstram a variação do ganho de corrente em função da variação da frequência de operação para diferentes fatores de qualidade ( $Q$ ) (que podem representar diferentes projetos de filtro ou condições de carga) e distintas relações de indutância ( $L_n$ ). O comportamento destas curvas pode ser utilizado como meio direto de projeto do conversor, optando por um ganho escolhido de acordo com a necessidade do projeto.

$$I_n = \frac{\frac{V_{BUS}}{2 \cdot n_{ps}} - n_{LED} \cdot V_{th}}{r_d \cdot n_{LED}} \quad (32)$$

$$A_i(f_n, L_n, Q) = \frac{1}{\left(\frac{V_{BUS}}{2 \cdot n_{ps} \cdot V_{th}}\right) - 1} \cdot \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2} \cdot \left[ - \left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^4 - \left\{ \left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \right\} \cdot \left\{ \left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 - K_V^2 \right\}} \right] \quad (33)$$

Figura 29 - Curvas para o ganho de corrente em função de  $f_n$  para diversos índices  $Q$  e  $L_n$ .



Fonte: Autor.



#### 4.2.1 Relação entre tempo morto e ZVS

Para garantir o funcionamento do conversor em ZVS, o descarregamento dos capacitores de saída dos MOSFETs deve ser garantido. Este descarregamento deve acontecer durante o intervalo de tempo ( $t_d$ ) entre as etapas dois e cinco de operação do conversor e ocorre através da corrente que flui pela indutância magnetizante.

O pico de corrente na indutância  $L_m$  é definido em (LU et al., 2006) como função da tensão de saída refletida ao primário, aplicada sobre a indutância magnetizante durante um quarto do período, como mostra a equação (34).

$$I_{L_m.pk} = \frac{2n \cdot V_o}{4L_m \cdot f_s} \quad (34)$$

A relação entre o tempo morto e o pico de corrente durante o descarregamento do capacitor pode ser vista em (35). Isolando  $I_{L_m.pk}$  em (34) e (35), pode-se encontrar uma dependência entre a indutância magnetizante máxima com um tempo morto mínimo conforme a relação apresentada por (36).

$$\frac{I_{L_m.pk}}{2} \cdot t_d \geq C_{oss} \cdot V_{BUS} \quad (35)$$

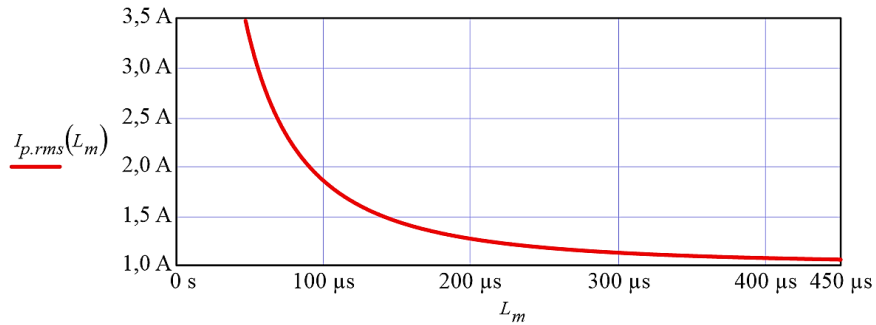
$$L_m \leq \frac{t_d}{16f_s \cdot C_{oss}} \quad (36)$$

Em (LU et al., 2006) o valor eficaz da corrente no filtro ressonante é aproximado por uma soma vetorial das corrente  $I_{ac}$  e  $I_m$  (representadas na Figura 28) aproximadas por duas senóides defasadas de  $90^\circ$ , resultando na função representada por (37).

$$I_{p.rms}(L_m) = \frac{I_o}{8 \cdot n_{ps}} \times \sqrt{\frac{2 \cdot n_{ps}^4 \cdot (V_o / I_o)^2}{f_{s.HB}^2 \cdot L_m^2} + 8\pi^2} \quad (37)$$

Partindo desta equação, é traçada a curva de projeto da Figura 30 para diferentes valores de indutância, indicando a variação da corrente RMS no filtro ressonante através da variação da indutância  $L_m$ .

Figura 30 - Exemplo de variação da corrente eficaz no filtro para diferentes valores de  $L_m$ .

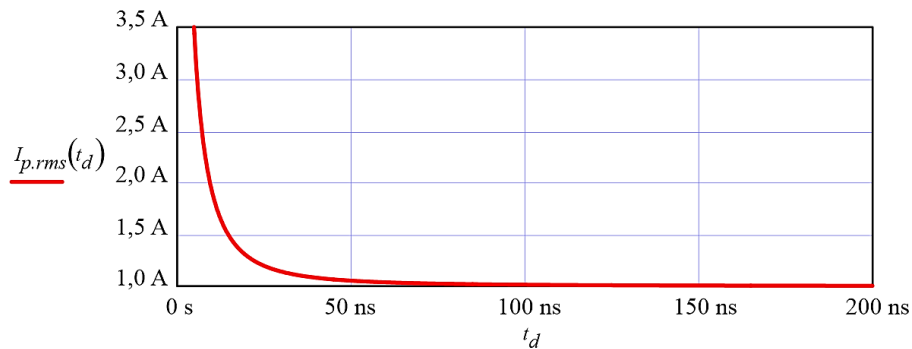


Fonte: Autor.

A mesma curva pode ser plotada para valores de tempo morto, como mostra a Figura 31, relacionando a corrente eficaz com o valor de indutância máxima correlacionadas na Equação (38), adicionando mais uma dependência com a capacitância de saída do MOSFET.

$$I_{p,rms}(t_d) = \frac{I_o}{8 \cdot n_{ps}} \times \sqrt{\frac{2 \cdot 16^2 \cdot C_{oss}^2 \cdot n_{ps} \cdot (V_o / I_o)^2}{t_d^2} + 8\pi^2} \quad (38)$$

Figura 31 - Exemplo de variação da corrente  $I_{p,rms}$  para diferentes valores de  $t_d$ .



Fonte: Autor.

Tendo o valor de  $L_m$  definido a indutância ressonante é obtida por (31), isto é, diretamente pela relação  $L_n$  escolhida previamente com o auxílio das curvas da Figura 29.

Para o cálculo do capacitor ressonante podemos rearranjar a equação apresentada por (23), isolando o valor de  $C_r$  como expresso em (39).

$$C_r = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_r \cdot f_r^2} \quad (39)$$

Posteriormente, para o dimensionamento físico do componente, a tensão de operação de  $C_r$  deve ser projetada acima do valor encontrado por (40), que representa a soma do valor médio ( $V_{bus}/2$ ) somado ao valor de pico da tensão alternada proveniente da circulação da corrente ressonante ( $I_p$ ) por sua impedância na frequência de operação.

$$V_{Cr.pk} = \frac{V_{BUS}}{2} + \frac{I_{p.rms}}{2\pi f_s \cdot C_r} \cdot \sqrt{2} \quad (40)$$

#### 4.2.2 Projeto físico dos indutores $L_m$ e $L_r$ .

O projeto físico dos elementos magnéticos do conversor meia-ponte LLC ressonante utilizará a mesma estrutura matemática empregada para o conversor *buck* presente na Equação (6).

A equação (41) apresenta o índice  $A_e A_w$  ajustado para o indutor ressonante.

$$A_e A_w = \frac{(L_r \cdot I_{p.rms}^2 \cdot \sqrt{2})}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad (41)$$

O índice para o projeto do transformador é descrito por (43) e apresenta uma parcela referente a cada enrolamento. A corrente eficaz no enrolamento secundário ( $I_{s.rms}$ ) é aproximada por (42) como função da corrente de saída ( $I_o$ ).

$$I_{s.rms} = I_o \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (42)$$

$$A_e A_w = \frac{(L_m \cdot I_{p.rms}^2 \cdot \sqrt{2}) + 2 \cdot \left( \frac{L_m}{n^2} \cdot I_{s.rms}^2 \cdot \sqrt{2} \right)}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad (43)$$

Partindo da área do núcleo magnético, o número de espiras para o enrolamento do indutor ressonante e para os enrolamentos do primário e secundário do transformador podem ser obtidos através de (44), (45) e (46) respectivamente.

$$N_{L_r} = L_r \frac{I_p \cdot \sqrt{2}}{B_{\max} \cdot A_{e,r}} \quad (44)$$

$$N_p = L_m \frac{I_p \cdot \sqrt{2}}{B_{\max} \cdot A_{e,m}} \quad (45)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n_{ps}} \quad (46)$$

A seção dos enrolamentos primário e secundário do transformador seguem a proporção descrita na Equação (9) e são apresentados por (47) e (48). O enrolamento de  $L_r$  segue o mesmo valor calculado ao primário do transformador.

$$S_r = S_p = \frac{I_{p,rms}}{J_{\max}} \quad (47)$$

$$S_s = \frac{I_{s,rms}}{J_{\max}} \quad (48)$$

#### 4.2.3 Estimativa teórica de perdas para o conversor isolado LLC ressonante.

De mesma forma avaliada para o conversor *buck*, as perdas no conversor LLC ressonante são estimadas para fins de projeto e comparação.

As perdas provenientes da magnetização dos núcleos do indutor e do transformador podem ser aproximadas por (49) e (50), onde as massas dos núcleos magnéticos são representadas por  $\rho_{Lr}$  e  $\rho_{Lt}$  para indutor e transformador, respectivamente. Nestas suposições matemáticas, a variação do fluxo magnético é considerada como sendo o dobro da densidade máxima adotada para o projeto, baseado na excursão da corrente do filtro.

$$P_{L_r,fe} \approx k \cdot f^x \cdot (2B_{\max})^y \cdot \rho_{L_r} \quad (49)$$

$$P_{L_t,fe} \approx k \cdot f^x \cdot (2B_{\max})^y \cdot \rho_{L_t} \quad (50)$$

A potência dissipada nos enrolamentos do transformador é determinada por (51), enquanto que a Equação (52) representa o mesmo fenômeno para o indutor ressonante. O capacitor do filtro também possui perdas por condução, sendo esta calculada na Equação (53), onde  $r_{ESR}$  representa o valor de resistência série para a frequência e tensão de projeto.

$$P_{tr.Cu} = I_{p.rms}^2 \cdot \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{tr} \cdot N_p}{S_p} + I_{s.rms}^2 \cdot \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{tr} \cdot N_s}{S_s} \quad (51)$$

$$P_{Lr.Cu} = I_{p.rms}^2 \cdot \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{tr} \cdot N_r}{S_p} \quad (52)$$

$$P_{Cr} = I_{p.rms}^2 \cdot r_{ESR} \quad (53)$$

Considerando que os diodos  $D_1$  e  $D_2$  operam na potência nominal, suas transições acontecem idealmente em ZCS. Desta forma apresentam somente perdas em condução e bloqueio, sendo esta última representada por (54), sendo o produto da corrente de fuga pela tensão de bloqueio (que é duas vezes a tensão da carga  $V_O$ ) consideradas pela metade do período de operação.

$$P_{D1.blq} = P_{D2.blq} = I_{D.r} \cdot V_O \quad (54)$$

As perdas por condução nos diodos do retificador são aproximadas por (55) e se apresentam como parte do produto da tensão direta  $V_f$  pela corrente média que, considerando meio período de condução, são proporcionais à metade da corrente de saída.

$$P_{D1.cond} = P_{D2.cond} = \frac{I_o}{2} \cdot V_f \quad (55)$$

Estando os MOSFETs sob uma condição de ZVS, os mesmos trazem unicamente a condução de corrente como fator significativo nas perdas do componente, condizentes com a equação (56).

$$P_{S1.cond} = P_{S2.cond} = \left( \frac{I_{p,rms}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot r_{DS.on} \quad (56)$$

Por fim, a eficiência estimada se caracterizará como o somatório de todos os fatores apresentados entre (49) e (56), resultando em (57).

$$\eta_{LLC.c} = \frac{P_o}{P_{in}} \approx \frac{P_{in} - (P_{Lm.fe} + P_{Lm.Cu} + P_{Lr.fe} + P_{Lr.Cu} + P_{Cr.cond} + 2P_{D1.cond} + 2P_{D1.blq} + 2P_{S1.cond} + P_{C.cond})}{P_{in}} \quad (57)$$

Partindo das definições das principais fontes de perdas para o circuito ressonante apresentado, são realizadas as definições de projeto utilizadas no conversor.

#### 4.3 Definição da estrutura e resultados

Como conceitua o item 4.2, a frequência de operação é o ponto inicial para o projeto do conversor. Desta forma, para fins de análise, foram escolhidas as frequências de operação de 100 kHz, 140 kHz, 180 kHz e 220 kHz para investigação do comportamento do conversor.

As curvas de projeto ilustradas na Figura 18 demonstram que a variação do fator  $L_n$  altera a sensibilidade do ganho do filtro em função da frequência de comutação. Em vista disso, a relação entre as indutâncias  $L_r$  e  $L_m$  deve ser escolhida de forma a garantir um bom desempenho do driver, sem necessidade de operação em frequências muito distantes da faixa de projeto para mudanças de carga e sem aumentar a sensibilidade do dispositivo ao ponto de tornar instável o controle do mesmo. O fator  $L_n$  ainda interfere no valor e assim no volume e no custo da realização da indutância ressonante. Com esta finalidade foi definido o valor 4 para a relação entre indutâncias.

Por sua vez, para um mesmo valor de  $L_n$ , todas as respostas para variados fatores de qualidade tendem a se comportar de mesma forma para frequências de operação maiores que a frequência de ressonância do filtro. Desta forma, uma boa prática para a escolha de  $Q$  é definir um valor mínimo que garanta a filtragem do sinal de corrente proveniente do inversor e que atenda a um grau de tolerância para o ganho de corrente, suprimindo possíveis reduções do ganho devido à variações nos componentes que compõem o filtro ou alterações na tensão de alimentação. Para este fim, foi escolhido de forma arbitrária o valor de 6 para o fator de qualidade que, na apresentação do projeto, será recalculado devido aos valores reais de indutância e capacitância disponíveis utilizados nos protótipos.

Para implementação dos conversores foi escolhido o circuito integrado L6699 (ST, 2013b). Este controlador possui um encapsulamento SO16N e justifica seus 16 pinos pela alta necessidade de periféricos, que englobam as funções: limite de corrente no primário, limite mínimo de tensão de barramento, configuração de partida, configuração das frequências mínima, máxima e limite para o modo pulsado (também conhecido como *burst-mode*), proteção contra operação no modo capacitivo, sinal de desligamento do estágio PFC, entre outras.

Se tratando este conversor de uma solução ressonante isolada, são necessários dois circuitos de medição de grandezas elétricas com interface do lado isolado para o lado primário. Esta característica gera um custo adicional ao circuito que pode ser visto no item 5.4. O esquemático de implementação do controlador é apresentado na Figura 32.

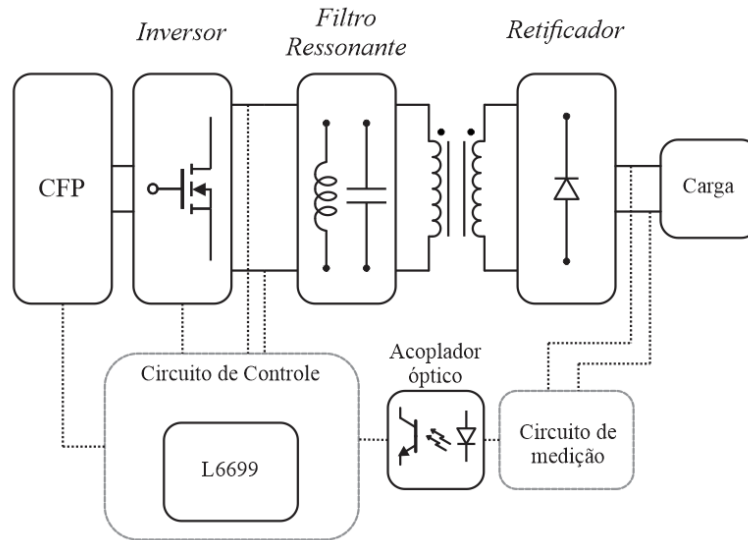
Com base nas equações matemáticas de projeto apresentadas no item 4.2 e as condições de entrada e saída descritas no Capítulo 2, foram definidos os parâmetros de projeto dos conversores LLC conforme segue na Tabela 8.

Para esta avaliação foram utilizados os mesmos semicondutores escolhidos para o onversor *buck* descritos na Tabela 5 e na Tabela 6.

As definições para o projeto do transformador e indutor ressonante para cada frequência de operação são apresentadas na Tabela 9 e Tabela 10, respectivamente. Os limites de densidade de corrente e fluxo magnético máximo foram mantidos os mesmos aplicados ao projeto do conversor *buck*. Já para a escolha dos condutores que compõem o enrolamento dos elementos magnéticos foi aplicado o conceito de cabo *litz*, evitando a expressiva mudança de resistência AC equivalente operando em altas frequências.

Ainda, para a consideração e confecção da indutância  $L_r$ , a indutância de dispersão dos transformadores ( $L_{lk}$ ) foi medida e descontada dos valores de projeto, assim assegurando uma maior proximidade das respostas projetadas para os filtros.

Figura 32 - Aplicação típica para o CI L6699.



Fonte: Autor.

Tabela 8 - Definição dos parâmetros de projeto para os conversores LLC propostos.

Parâmetro	Símbolo	Projeto 100kHz	Projeto 140kHz	Projeto 180kHz	Projeto 220kHz
Potência	$P_{in}$		180W		
Tensão de entrada	$V_{in}$		400V DC		
Tensão de Saída	$V_o$		102V DC		
Frequência do filtro	$f_r$	100 kHz	140 kHz	180 kHz	220 kHz
Capacitância de saída	$C_o$		10 $\mu$ F		
Indutância Magnetizante	$L_m$	712 $\mu$ H	568 $\mu$ H	400 $\mu$ H	311.5 $\mu$ H
Indutor Ressonante	$L_r$	178 $\mu$ H	128.5 $\mu$ H	89 $\mu$ H	60.5 $\mu$ H
Capacitor Ressonante	$C_r$	15 nF	10 nF	8,2 nF	6,8 nF
Código do Capacitor		B32641B 6153	B32641B 6103	B32641B 6822	B32641B 6682
Fator de Qualidade Final	$Q$	6.3	6.3	5.8	5,6
Fator entre Indutâncias	$L_n$			4	
Tempo morto	$t_d$			380ns	



Tabela 9 - Parâmetros do transformador para cada conversor ressonante.

Parâmetro	Símbolo	Projeto 100kHz	Projeto 140kHz	Projeto 180kHz	Projeto 220kHz
Indutância Magnetizante	$L_m$	712 $\mu$ H	568 $\mu$ H	400 $\mu$ H	311.5 $\mu$ H
Dispersão Medida	$L_{lk}$	33 $\mu$ H	17 $\mu$ H	18 $\mu$ H	15 $\mu$ H
Fluxo Magnético Limite	$B_{max}$	0,27 T			
Limite de densidade de corrente	$J_{max}$	450 A/cm <sup>2</sup>			
Aproveitamento do condutor	$k_{w.0}$	0,785			
Fator de isolamento	$k_{w.ins}$	0,666			
Fator de utilização do fio <i>litz</i>	$k_{w.litz}$	0,781			
Núcleo Escolhido	-	EE30/15/14	EE30/15/07	EE28/10/11	EE28/10/11
Material	-	IP12 Thornton			
Espiras do primário	$n_p$	34	52	26	21
Condutor escolhido para o primário	-	12x 34AWG			
Espiras do secundário	$n_s$	18	28	14	11
Condutor escolhido para o secundário	-	16x 34AWG			

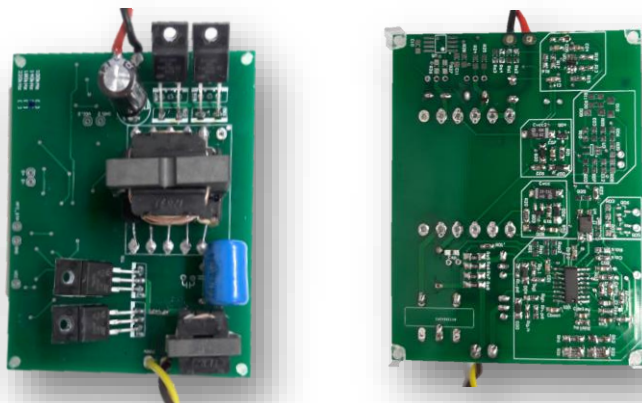
Tabela 10 - Parâmetros do indutor de filtro para cada conversor ressonante.

Parâmetro	Símbolo	Projeto 100kHz	Projeto 140kHz	Projeto 180kHz	Projeto 220kHz
Valor do Indutor Ressonante	$L_r$	178 $\mu$ H	128.5 $\mu$ H	89 $\mu$ H	60.5 $\mu$ H
Fluxo Magnético Limite	$B_{max}$	0,27 T			
Limite de densidade de corrente	$J_{max}$	450 A/cm <sup>2</sup>			
Aproveitamento do condutor	$k_{w.0}$	0,785			
Fator de isolamento	$k_{w.ins}$	0,666			
Fator de utilização do fio <i>litz</i>	$k_{w.litz}$	0,781			
Núcleo Escolhido	-	EE20/15/14	EE19/08/05	EE16/07/05	EE13/06/06
Material	-	IP12 Thornton			
Número de espiras	$n_p$	43	33	30	26
Condutor escolhido	-	12x 34AWG			

### 4.3.1 Implementação

No sentido de validar a metodologia matemática para predição das perdas, foram ensaiados os quatro projetos para conversor LLC ressonante descritos no subitem anterior. Com esta finalidade, a placa presente na Figura 33 foi produzida com caráter de avaliação.

Figura 33 - Placa de avaliação para o circuito meia-ponte LLC ressonante.



a) Vista Superior

b) Vista Inferior

Fonte: Autor.

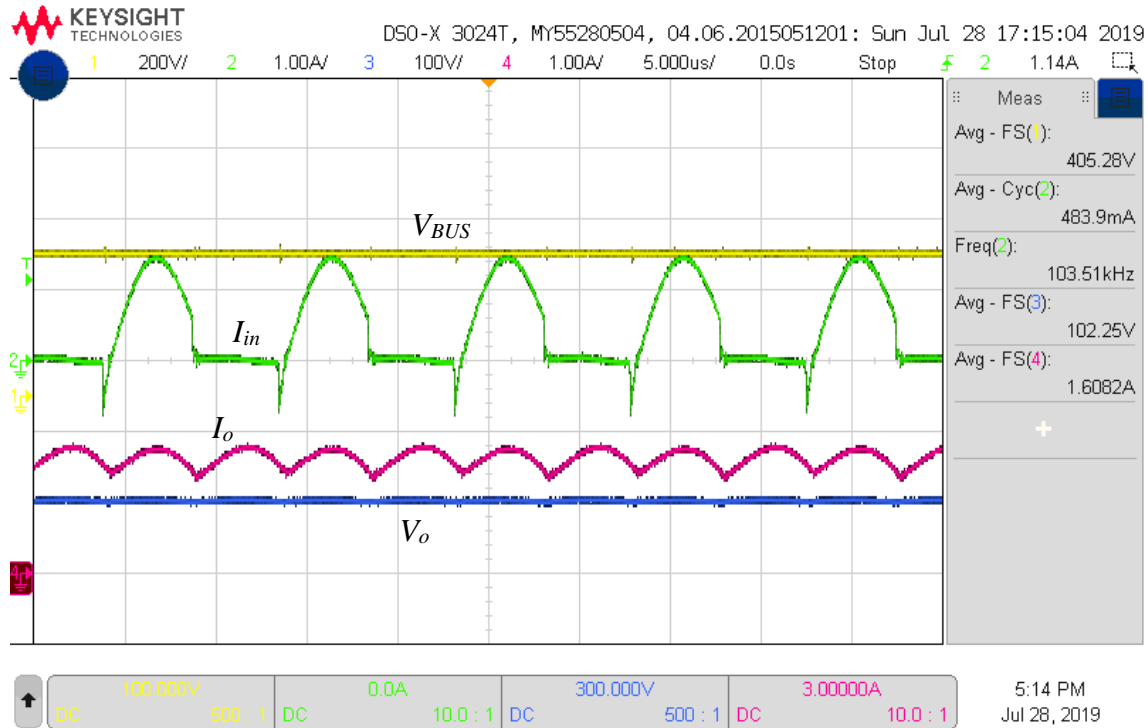
Os principais sinais elétricos que caracterizam a operação e as perdas no circuito para o projeto operando em 100 kHz podem ser conferidos na sequência compreendida entre a Figura 34 e a Figura 36. As aquisições de formas de onda para os outros projetos podem ser vistas no Apêndice A.

Na Figura 34 podemos ver a tensão e corrente de entrada (canal 1 e canal 2 respectivamente) assim como os sinais de corrente (canal 4) e tensão (canal 3) na saída do conversor para a carga LED. Ainda nesta figura podemos averiguar que a corrente de entrada do conversor opera de forma semelhante ao apresentado na Figura 27, assegurando a entrada em condução do MOSFET enquanto a corrente ainda é negativa.

Como verificação da operação do filtro ressonante, a Figura 35 evidencia os sinais de corrente (canal 2), tensão de entrada (canal 1) advinda do inversor e a tensão entregue ao enrolamento primário do transformador. Estes sinais validam a condição de operação apresentada como circuito equivalente no item 4.2.

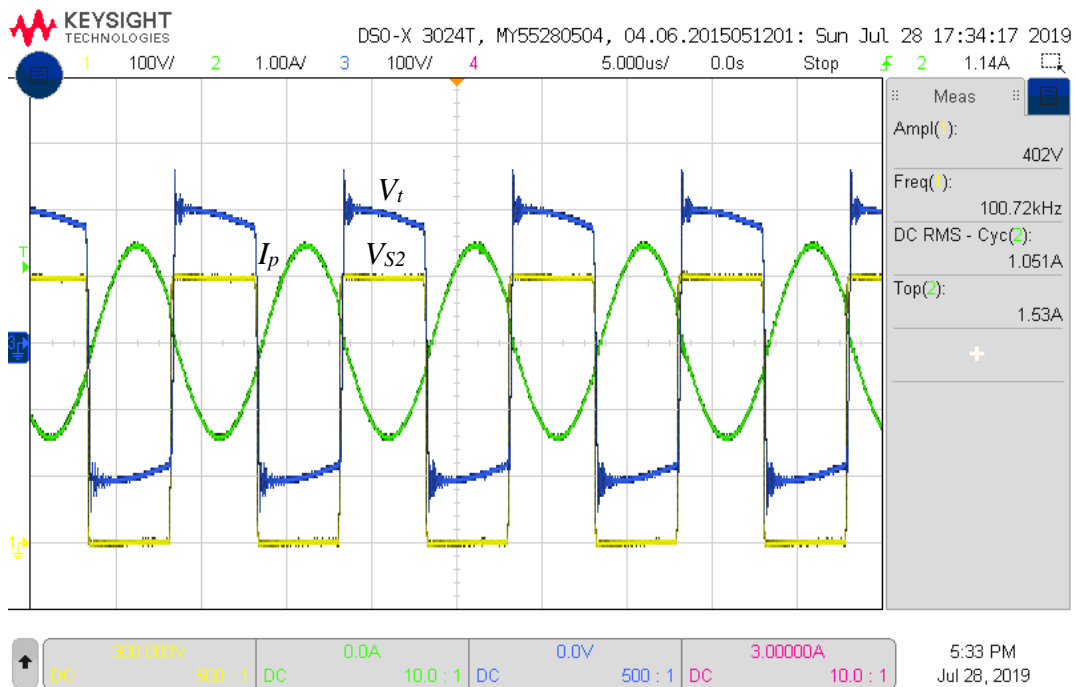
Já na última aquisição (Figura 36) os sinais de tensão (canal 1) e corrente (canal 2) em um dos diodos do retificador é evidenciado. O sinal de tensão se apresenta como duas vezes o sinal de saída (sendo o mesmo valor que aparece refletido no secundário do transformador) e o sinal de corrente possui como valor médio a metade do valor da corrente da carga.

Figura 34 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



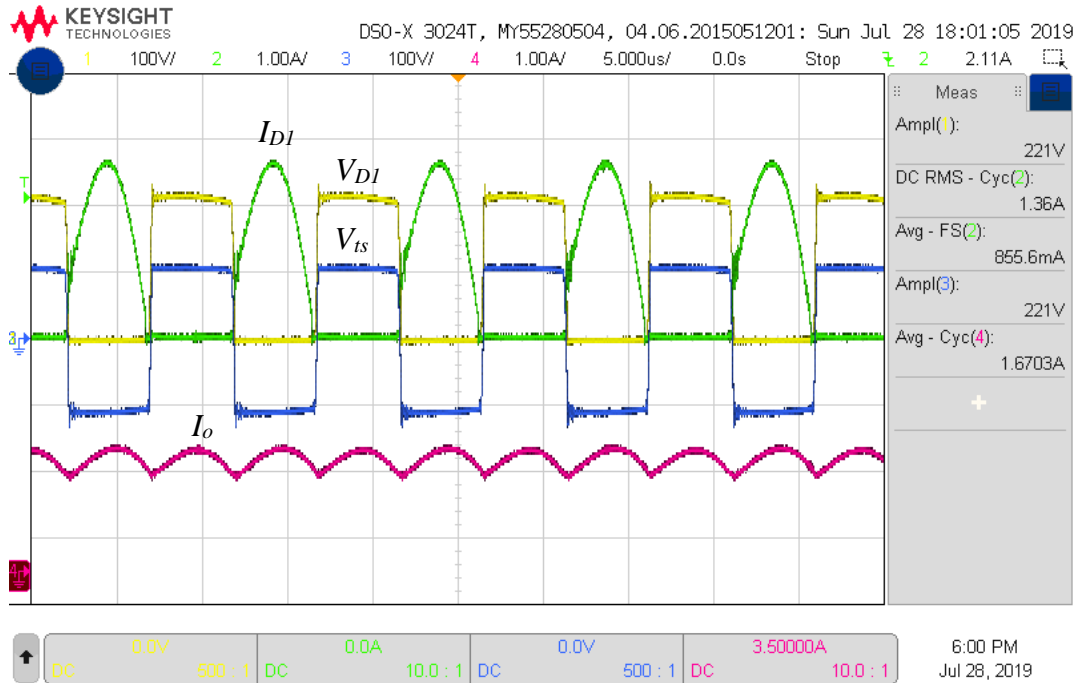
Fonte: Autor.

Figura 35 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET  $S_2$  -  $V_{S2}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante -  $I_p$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador -  $V_t$  (100 V/div).



Fonte: Autor.

Figura 36 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 100kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo  $D_1$  -  $V_{D1}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo  $D_1$  -  $I_{D1}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador -  $V_t$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída -  $I_o$  (1 A/div);



Fonte: Autor.

#### 4.3.2 Resultados

A medição da eficiência geral dos conversores ressonantes para cada um dos projetos pode ser vista na Figura 37. A potência foi excursionada entre 20% e 100%, adquirida através da variação da frequência de operação.

Um comparativo entre os rendimentos teóricos e experimentais são apresentados na Tabela 11.

Bem como apresentado para o conversor *buck*, gráficos com a proporcionalidade das perdas dissipadas nos drivers projetados e ensaiados são exibidos na Figura 38.

Conforme a Figura 38, é verificada uma influência ligeiramente menor do circuito de controle na eficiência geral comparado à contrapartida da solução *buck*.

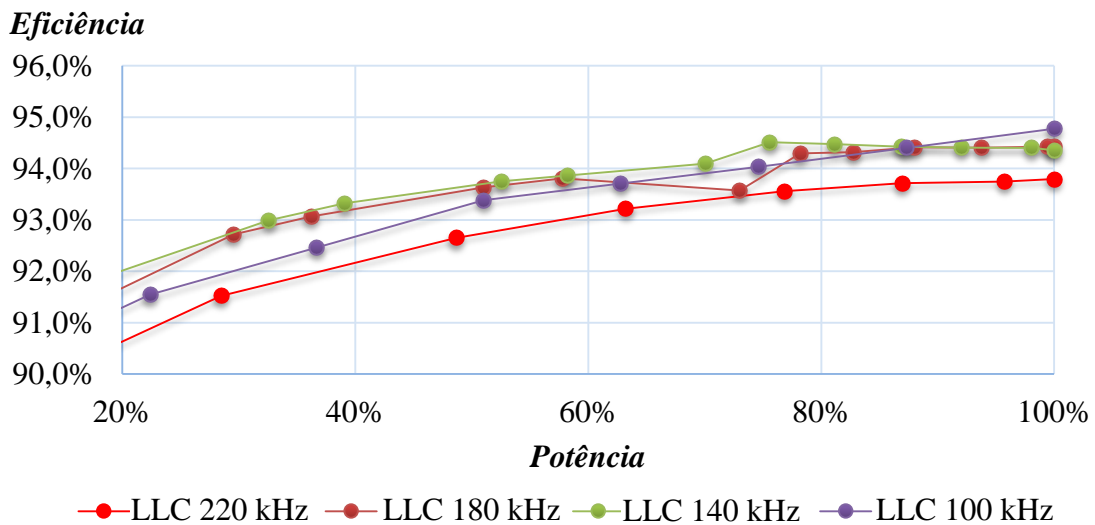
Entre os semicondutores, os MOSFETs somam uma parcela moderada da eficiência total, chegando ao máximo de 7,5% no pior caso corrigido pelas medições.

Os diodos se apresentam como um dos grandes motivadores da queda na eficiência geral do conversor, evidenciando a necessidade da investigação de componentes mais eficientes em relação principalmente à condução da corrente no retificador. Este questão será abordada novamente no capítulo de comparação entre soluções.

O indutor e o capacitor ressonantes totalizam uma parcela de aproximadamente 10% na queda de eficiência entre os projetos.

Assim como os diodos, o transformador é um grande concentrador de perdas no circuito ressonante, mesmo com uma certa redução da corrente RMS que circula no mesmo, seus enrolamentos e a grande variação de fluxo em alta frequência geram grandes acúmulos de energia dissipada.

Figura 37 - Eficiência em função da variação de potência para os projetos LLC ressonantes.

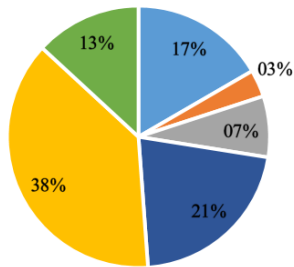


Fonte: Autor.

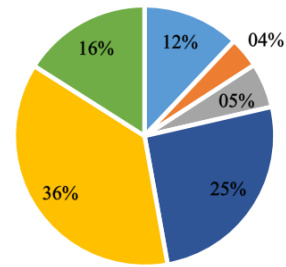
Tabela 11 - Compilação de perdas teóricas e experimentais para os conversores meia ponte LLC ressonantes projetados em potência nominal.

<b>Parâmetro</b>	<b>Perda Teórica</b>	<b>Perda Experimental</b>	<b>Rendimento Teórico</b>	<b>Rendimento Experimental</b>
Projeto 100kHz	9,54	9,36	94,70%	93,99%
Projeto 140kHz	9,18	10,08	94,90%	94,39%
Projeto 180kHz	9,54	10,08	94,70%	94,43%
Projeto 220kHz	9,9	11,16	94,50%	93,80%

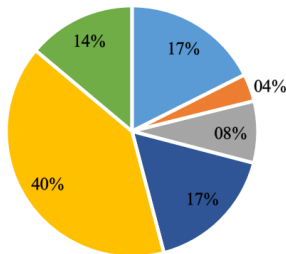
Figura 38 - Distribuição de perdas calculadas e experimentais para cada conversor meia ponte LLC ressonante.



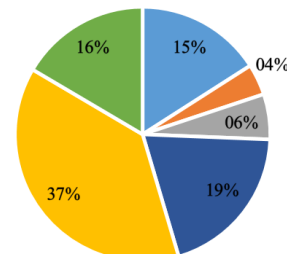
Valores calculados em 100 kHz



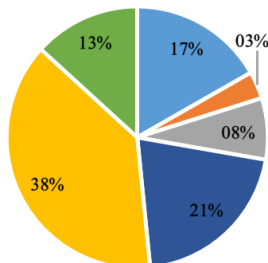
Valores experimentais em 100 kHz



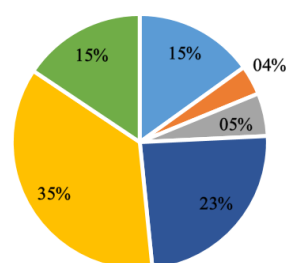
Valores calculados em 140 kHz



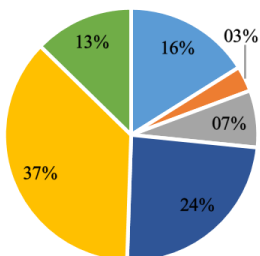
Valores experimentais em 140 kHz



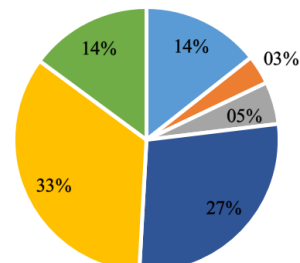
Valores calculados em 180 kHz



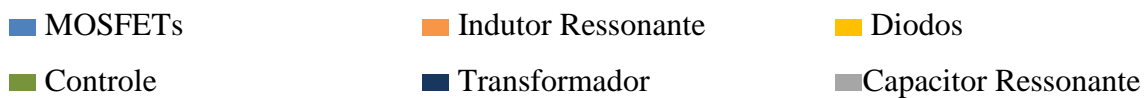
Valores experimentais em 180 kHz



Valores calculados em 220 kHz



Valores experimentais em 220 kHz



Fonte: Autor.

#### 4.4 Conclusão parcial

Neste capítulo foi apresentada uma revisão do conversor meia ponte LLC ressonante como estágio PC em um driver LED.

A relação do ganho de corrente do conversor LLC com o fator de qualidade do filtro e com a relação de indutâncias ( $Q$  e  $L_n$ ) foi salientada e a escolha destes fatores em aproximadamente 6 e 4 foi brevemente discutida.

A dependência da corrente eficaz do filtro ressonante com o tempo morto e a escolha da indutância magnetizante foi examinada.

O equacionamento para verificação da eficiência do conversor foi apresentado no item 4.2.3 e serviu de base para o estudo das perdas individuais em cada componente do circuito de potência. As perdas nos componentes do conversor demonstraram uma constância de proporcionalidade entre os projetos implementados, graças à característica de comutação suave entre os semicondutores e a diminuição dos elementos do filtro com o aumento da frequência de operação.

Em especial, os diodos do retificador de saída e o transformador apresentam somados cerca de 60% do total de perdas nos protótipos ensaiados, mostrando a necessidade de um estudo focado na eficiência destes componentes. Além da substituição direta do componente utilizado por um item de menor tensão direta, uma possível solução para diminuição das perdas relacionadas à retificação na saída seria a utilização de um retificador síncrono, utilizando interruptores ativos ao invés dos diodos.

Os resultados apresentados na Figura 37 demonstraram uma eficiência geral entre os projetos acima de 93% em carga plena, se mantendo acima de 90% para menores potências. Ainda na Figura 37 uma variação de até 1% na eficiência entre os projetos com diferentes frequências é apresentada, mostrando a necessidade de uma análise mais profunda dos prós e contras da escolha da frequência do filtro.

## 5 COMPARATIVO DIRETO ENTRE SOLUÇÕES

Esta seção reúne uma análise das características elétricas apresentadas pelos conversores implementados, juntamente com um estudo sobre o volume e o custo das soluções. O intuito deste capítulo é expor as diferenças e justificativas de aplicação para cada solução desenvolvida nos capítulos anteriores.

### 5.1 Introdução

Em busca de uma solução industrial eficiente e competitiva para implementar a etapa CP de um driver LED, alguns aspectos compatíveis com um produto devem ser elencados. Partindo deste direcionamento, os aspectos a serem considerados são: desempenho, volume e custo.

### 5.2 Comparativo de desempenho

A alta eficiência do estágio PC é um dos parâmetros indispensáveis para produtos de alta eficácia luminosa. Para o caso em estudo, analisando os dados de desempenho presentes nas Figura 18 e Figura 37 e a Tabela 12, é verificada a proximidade na eficiência geral dos conversores.

Com a semelhança do desempenho entre os conversores em se tratando de eficiência geral, uma análise de perdas parcial se torna mais interessante.

Tabela 12 - Eficiências calculadas e aferidas.

<b>Conversor</b>	<b>Frequência de operação</b>	<b>Eficiência Calculada</b>	<b>Eficiência Aferida</b>
<i>Buck</i>	<i>33 kHz</i>	95,9%	94,9%
	<i>60 kHz</i>	95,2%	94,6%
	<i>100 kHz</i>	94,3%	93,2%
<i>Meia ponte LLC ressonante</i>	<i>100 kHz</i>	94,7%	94,8%
	<i>140 kHz</i>	94,9%	94,4%
	<i>180 kHz</i>	94,7%	94,4%
	<i>220 kHz</i>	94,5%	93,8%

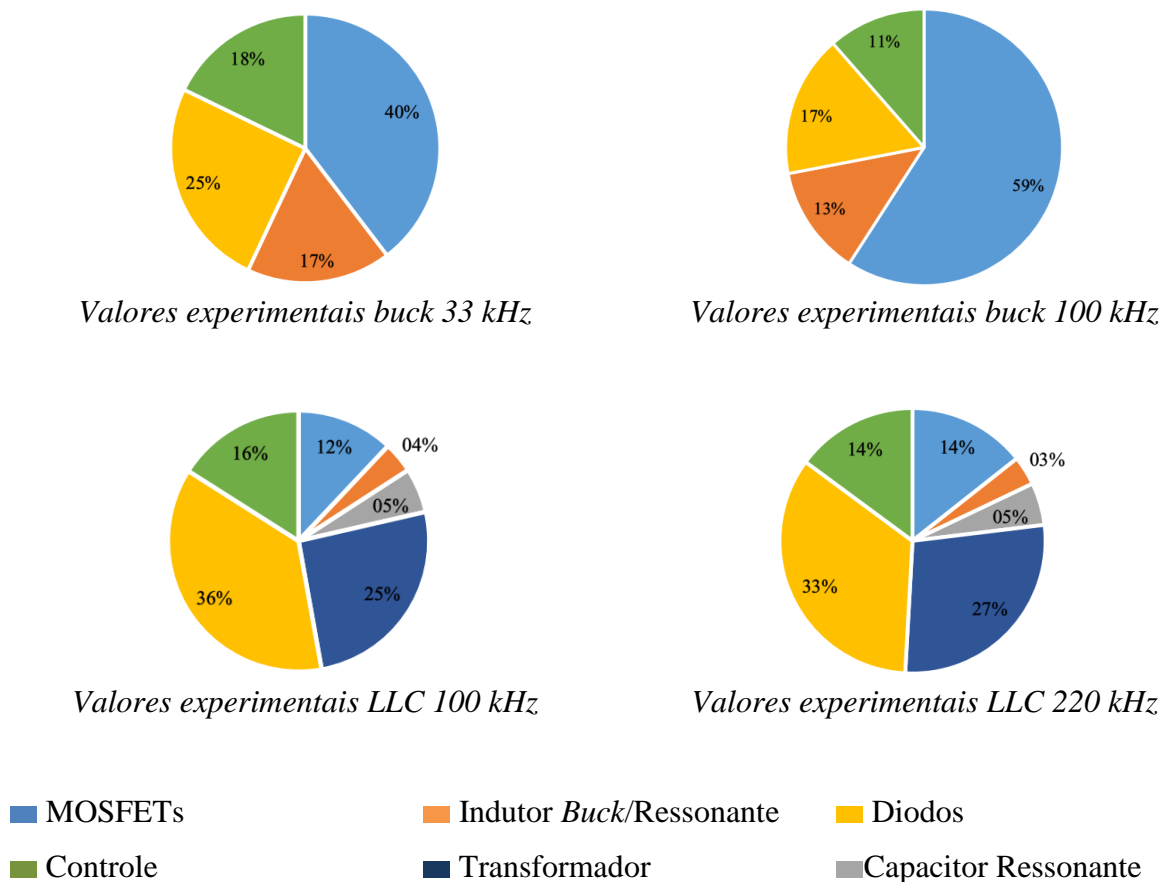


A Figura 39 reproduz a distribuição de perdas para os conversores nas menores e maiores frequências ensaiadas.

A primeira questão que se sobressai nos gráficos de distribuição de perdas é a diferença na proporção das perdas das chaves entre os dois tipos de conversores, salientando que o conversor ressonante apresenta estas perdas distribuídas entre os dois elementos semicondutores da ponte inversora. As respostas térmicas apresentadas na Figura 40 (a) e (b) corroboram com a afirmação, mostrando uma discrepância de 20 °C no ganho de temperatura do MOSFET para o projeto do *buck* com frequência de 60 kHz (por exemplo) em relação aos itens presentes na ponte inversora do circuito ressonante operando em 100 kHz (considerando uma temperatura ambiente entre os 23 e os 26 °C).

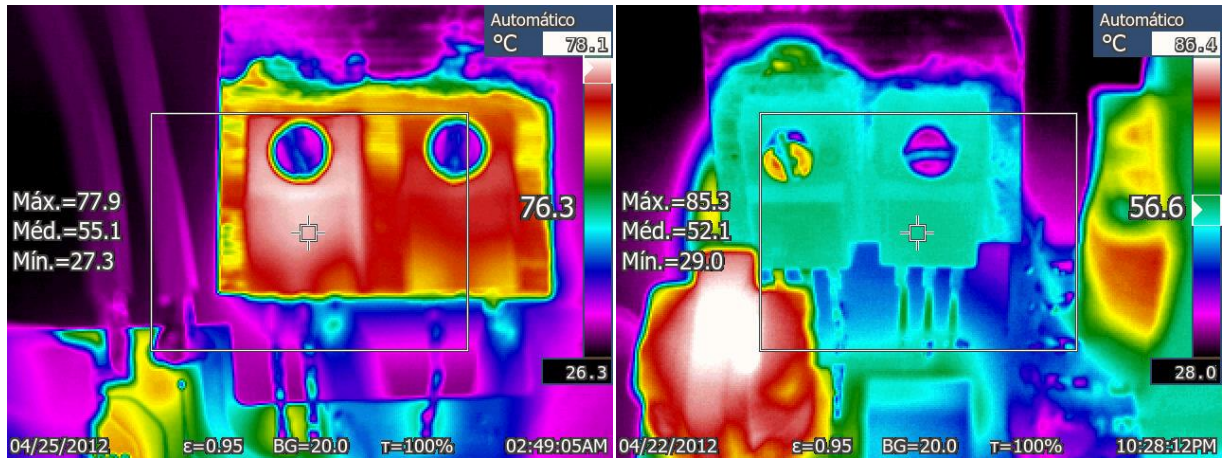
Ainda sobre os MOSFETs, o aumento da frequência no conversor *buck* acarreta em um aumento considerável da temperatura que torna impraticável grandes progressões da frequência, impossibilitando a redução do indutor deste conversor.

Figura 39 - Distribuição de perdas para os conversores *buck* e meia ponte LLC ressonante.



Fonte: Autor.

Figura 40 - Visão térmica dos MOSFET's para (a) o circuito buck 60 kHz e (b) o circuito LLC 100 kHz.



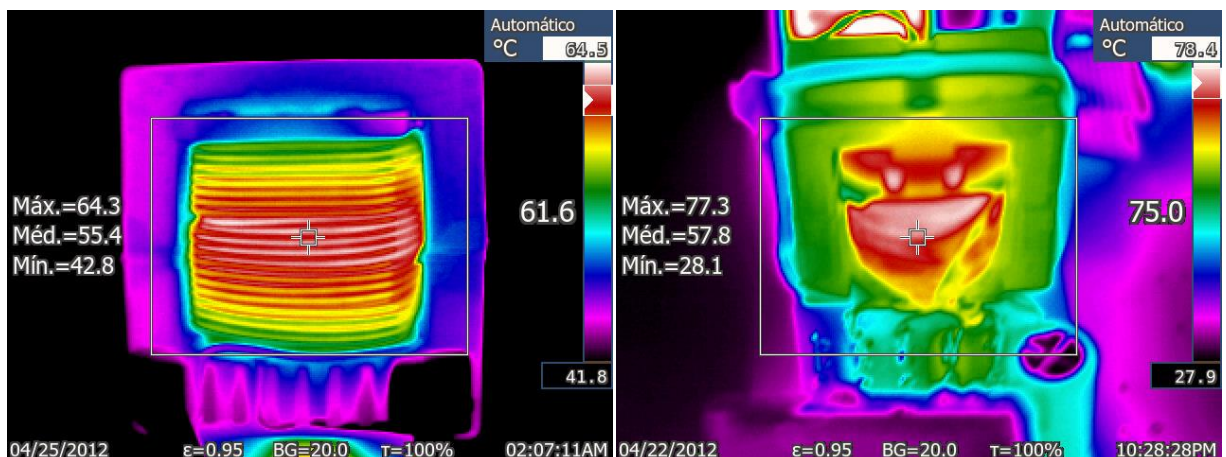
(a) MOSFET do circuito *buck* 60 kHz

(b) MOSFET's do circuito LLC 100 kHz

Fonte: Autor.

Entre os elementos indutivos e capacitivos avaliados, é clara a diferença de representatividade nas perdas do indutor *buck* e os elementos de filtro e, em especial, o transformador do conversor ressonante. Enquanto que o indutor  $L_{buck}$  possui apenas um enrolamento, com pouca variação de corrente e em frequências menores, os elementos magnéticos do conversor ressonante são submetidos somente a correntes alternadas em frequências superiores, que são conduzidas através dos enrolamentos do primário e secundário, aumentando as perdas por variação de fluxo no ferromagnético e por condução nas bobinas. Uma amostra do comportamento térmico do indutor buck e do transformador ressonante são apresentadas na Figura 41.

Figura 41 - Visão térmica do (a) o indutor buck para 60kHz e (b) o transformador ressonante para o projeto LLC operando em 100kHz.



(a) Indutor do circuito *buck* 60kHz

(b) Transformador do circuito LLC 100kHz

Fonte: Autor.

### 5.2.1 Projeção de otimizações de desempenho dos *drivers* estudados

Como antecipado nas seções anteriores, algumas das características dos drivers avaliados são passíveis de atualização, que teoricamente levam a uma otimização do desempenho dos conversores. Dentre as principais possibilidades estão a redução do resistor externo ao MOSFET nos conversores *buck* e a utilização de diodos com tensão de bloqueio reduzida no retificador de alta frequência dos conversores ressonantes.

Hipoteticamente, baseado nas equações (18) a (20), as perdas por chaveamento são diretamente proporcionais à soma da resistência  $r_{G,ext}$  com  $r_{G,int}$  no MOSFET. Segundo (55) a tensão direta de condução dos diodos retificadores do conversor LLC ressonante ( $V_f$ ) são diretamente proporcionais a energia dissipada no mesmo.

Desta forma, para obtermos uma análise preliminar de ganho de eficiência, valores de componentes para uma proposta de alteração são mostrados na Tabela 13. Partindo dos valores apresentados na Tabela 12, na Tabela 13 e dos resultados apresentados na Figura 39, encontramos resultados prévios de eficiência, conforme apresentado na Tabela 14.

Tabela 13 – Proposta de alteração de componentes.

Conversor	Atualização	Valor antigo	Valor atualizado
<i>Buck</i>	$r_{G,ext}$	22 $\Omega$	4,7 $\Omega$
<i>Meia ponte</i>	$D_{buck}$	BYC10DX	DGS 10-025A
<i>LLC ressonante</i>	$V_{f,LLC}$	1,8 V	0,65 V

Tabela 14 - Eficiências Hipotética.

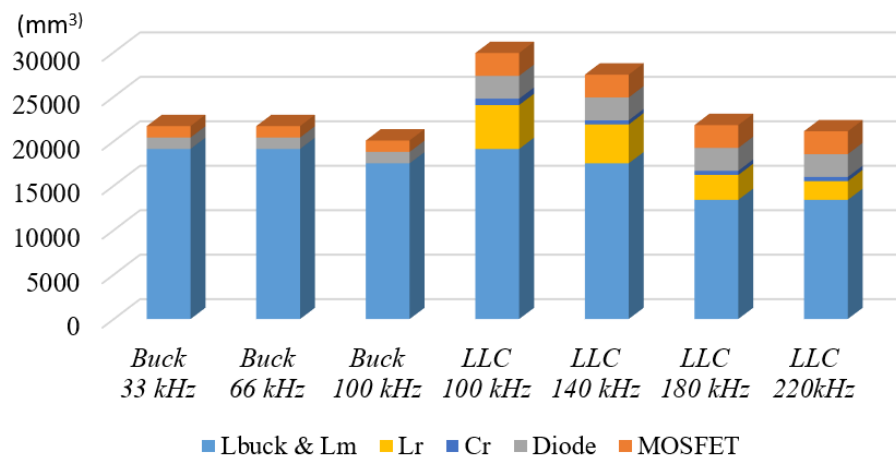
Conversor	Frequência de operação	Eficiência Medida	Eficiência Hipotética	Redução de perdas pontuais
<i>Buck</i>	33 kHz	94,9%	96,3%	51,2%
	100 kHz	93,2%	95,3%	58,6%
<i>Meia ponte</i>	100 kHz	94,8%	96,0%	63,9%
	220 kHz	93,8%	95,1%	63,9%

Com os resultados de previsão podemos observar um ganho na eficiência partindo da redução de mais de 50% nas perdas em cada componente atualizado, o que acarreta em um ganho de mais de 1% de eficiência geral dos conversores. Contudo, esta atualizações devem ser validadas e suas consequências na prática podem apresentar divergências quanto a esta análise.

### 5.3 Comparativo de volumes

A fim de avaliar o volume preenchido pelos componentes PTH, este trabalho avalia o volume ocupado pelo cálculo do bloco retangular que tangencia as dimensões externas do corpo dos componentes eletrônicos. Estes volumes são reunidos na Figura 42, de forma a considerar o volume parcial por componente e o total por projeto.

Figura 42 - Volumes ocupados pelos componentes PTH entre os projetos desenvolvidos.



Fonte: Autor.

De maneira abrangente, ponderando os volumes totais por projeto da Figura 42, é verificado o decaimento acentuado do volume no conversor LLC para o aumento das frequências, que se deve muito à redução dos elementos magnéticos, cujo volume representa grande parte do total para as menores frequências.

Embora o valor de capacitância de filtro ( $C_r$ ) também decaia com o aumento das frequências, os componentes se encontram em uma faixa de aplicação (tensão e capacitâncias) com o encapsulamento relativamente padronizado, não sofrendo redução prática.

Tratando dos componentes semicondutores, a possibilidade de troca dos MOSFETs PTH por uma alternativa SMD na ponte inversora, como descrito no final do capítulo sobre o projeto dos conversores ressonantes, pode tornar o conversor LLC vantajoso em questão de volume perante a alternativa do conversor *buck*. Em alguns casos esta alteração pode trazer penalidade na distribuição dos componentes SMD devido a área necessária para acomodar os *footprints* em placa. Caso contrário os componentes semicondutores também possuem padrões bem limitados de encapsulamento.

#### 5.4 Comparativo de custos

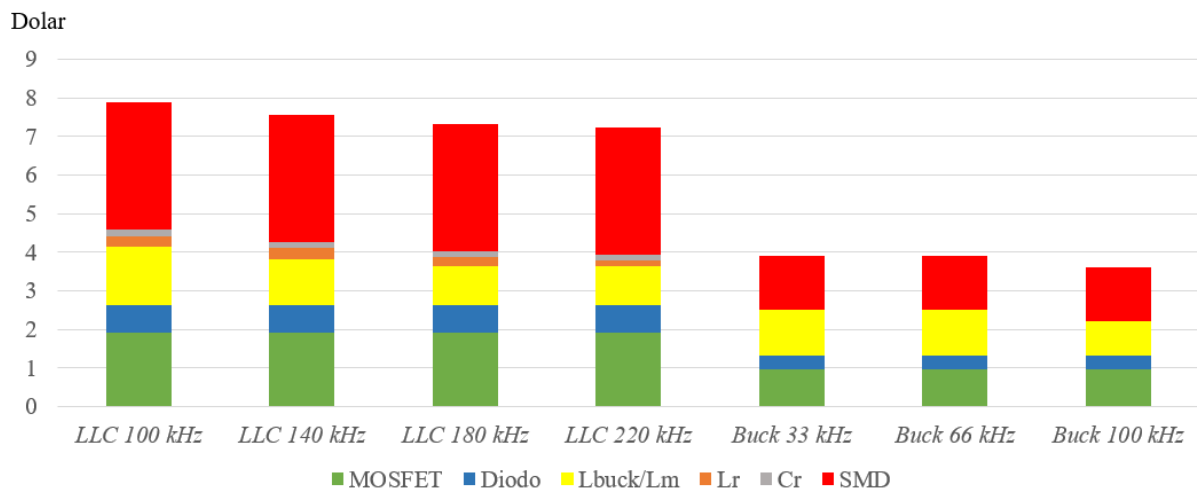
Uma pesquisa de custos dos componentes que incorporam cada uma das soluções apresentadas foi realizada utilizando a ferramenta de pesquisa em distribuidores autorizados da ECIA (ECIA AUTHORIZED, 2019). Esta pesquisa incorpora vários distribuidores de componentes eletrônicos como Mouser, Future, Digi-Key, Arrow, entre outros.

Até onde foi realizável, os custos foram levantados com base em uma quantidade fictícia de mil unidades (ou mais próximo possível) como forma de padronização.

Dentre toda a gama de componentes presentes nas placas de avaliação, todos os itens SMD e PTH foram cotados na ferramenta, exceto os elementos magnéticos. Para a obtenção dos custos relativos a cada projeto magnético dos indutores *buck*, filtros e transformadores ressonantes, o fabricante *Ouge Electronic* foi consultado diretamente.

Como estimativa de custos para preço direto (sem maior negociação com distribuidor) a Figura 43 apresenta o resultante em dólares para cada projeto no formato de barras, com divisão para cada elemento do circuito de potência.

Figura 43 - Comparativo de custos entre os componentes para cada projeto.



Fonte: Autor.

O comparativo da Figura 43 mostra o impacto do custo do circuito de controle (componentes SMD), juntamente com seus componentes periféricos, no valor total das soluções. O conversor *buck* é uma alternativa comparativamente mais simples e sem isolamento, logo a necessidade de sensoriamento de pontos chave no circuito são menores, como os resistores de medição de corrente que podem definir a potência e serem utilizados como limitador do pico de corrente no MOSFET, o tornando a opção claramente mais barata.

Em aplicações industriais e com alta reprodutibilidade, o circuito ressonante isolado deve possuir o mínimo de segurança, dessa forma proteções internas do controle contra situações como operação no modo capacitivo, sobrecorrente nas chaves semicondutoras, saída do conversor em curto circuito ou carga em aberto são algumas das principais particularidades a serem implementadas. Esta característica proporciona a necessidade de utilização de circuitos que promovam a aferição de sinais na saída e se comuniquem de forma isolada com o controle, aumentando assim os custos com o circuito.

## 5.5 Conclusão parcial

Este capítulo trouxe uma investigação dos resultados obtidos pelos protótipos realizados para os circuitos *buck* e meia ponte LLC ressonante, analisando suas características de desempenho elétrico, custos de componentes e volume ocupado pelas soluções.

Uma característica de grande relevância presente no conversor meia ponte LLC ressonante é a isolamento galvânica, decorrente da inclusão do transformador ressonante como elemento de filtro e adequação das tensões de trabalho.

A eficiência elétrica dos conversores exibiu um resultado muito próximo para todas as soluções, apresentando uma diferença de apenas 1,1% entre o pior e o melhor caso experimental.

Analisando isoladamente cada componente, a potência dissipada nos MOSFETs do conversor *buck* se torna muito significativa em maiores frequências e impede a procura por redução na estrutura do indutor.

O volume da solução ressonante se mostrou interessante a partir da frequência de 180 kHz, onde se aproxima da opção tradicional devido ao drástico decaimento do volume dos elementos magnéticos.

Os custos gerais dos circuitos ressonantes apresentam valores muito mais elevados que o conversor *buck*, devido ao custo proporcionado tanto pelo maior número de componentes quanto pela necessidade de um circuito auxiliar que realize as medições referenciadas ao secundário do conversor.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 6.1 Conclusões Gerais Sobre o Trabalho

A evolução da utilização da tecnologia LED, aliada às vantagens deste semiconductor perante as outras fontes de luz, cada vez mais corrobora com o estabelecimento desta tecnologia como dominante no mercado de iluminação pública.

Na busca pela atualização de tecnologias com baixa eficácia luminosa, a pesquisa e o desenvolvimento de circuitos de acionamento de LEDs se apresenta intensa não somente no ambiente acadêmico, como já se consolida no cenário comercial brasileiro. Neste contexto, a utilização de conversores tradicionais como o *buck* e o *boost* é recorrente. Em contrapartida, a aplicação do circuito meia ponte LLC ressonante tem ganhado uma notoriedade devido à sua característica de operação em chaveamento suave, que possibilita o aumento da frequência e a diminuição dos elementos de filtro assim como a isolação.

Com este fim, o presente trabalho propôs uma abordagem de modo a definir diretrizes para a concepção de um produto industrial, analisando características de projeto dos conversores *buck* e LLC ressonante juntamente com características como custo, volume e desempenho.

Neste trabalho foram realizadas revisões das principais considerações de projeto para os conversores supracitados como estágio PC, utilizando como diretrizes as características de barramento e de carga de uma luminária pública da empresa Zagonel.

Como forma de comparação, o conversor *buck* foi avaliado sob condições de operação de aproximadamente 33 kHz, 60 kHz e 100 kHz, em contrapartida, o projeto do circuito LLC foi avaliado em 100 kHz, 140 kHz, 180 kHz e 220 kHz.

Partindo da revisão de perdas e dos resultados experimentais, pode-se observar várias particularidades entre as topologias.

Todos os resultados medidos se mostraram estar entre 93% e 95% em carga plena. Sendo menor e maior valor encontrados na variação de projetos topologia *buck*, a eficiência geral se torna uma justificativa pobre para a distinção entre as soluções.

No conversor *buck* o MOSFET se destaca como elemento dominante na queda da eficiência do driver, já que a potência dissipada nas transições de estado crescem diretamente com o aumento da frequência, limitando também a diminuição do valor da indutância do conversor.

O circuito LLC apresenta intrinsecamente isolamento galvânica decorrente da inclusão do transformador, que serve também para a adequação das tensões de trabalho e como elemento ressonante em frequências inferiores à nominal.

As perdas nos componentes do conversor ressonante demonstraram uma menor dependência do aumento da frequência de operação, advindas ao ZVS no inversor, ZCS no retificador e diminuição dos elementos do filtro para esta variação na operação.

Os diodos do retificador e o transformador totalizam cerca de 60% das perdas nos protótipos, se tornando o foco para uma potencial otimização.

Isolando a característica de volume ocupado pelos elementos PTH, a solução ressonante se mostrou interessante a partir da frequência de 180 kHz, onde se equivale à opção tradicional devido ao decaimento acentuado das dimensões dos magnéticos.

Ainda, os custos globais para as opções ressonantes apresentaram valores muito mais elevados que os encontrados para o conversor *buck* devido ao maior número de componentes, juntamente à necessidade de um segundo circuito que realize as medições necessárias na parcela isolada do conversor.

## 6.2 Produção Científica

Durante o andamento deste trabalho o seguinte artigo foi submetido e aceito em congresso internacional:

T. H. Oliveira, M. A. D. Costa, N. Spode, “**Comparative Analysis between the Half Bridge Resonant LLC and Buck Converters as the Power Stage of an LED Driver**”, *IEEE IECON Conference*, 2019.

## 6.3 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, pode-se sugerir alguns pontos que necessitam maior atenção quanto ao projeto de uma luminária LED, como a possibilidade da avaliação do desempenho destes conversores em ensaios de interferência eletromagnética, mesmo estes sendo dependentes do layout das placas, as diferenças de frequência e chaveamento suave devem apresentar influências distintas.



Outra possibilidade é a avaliação de possíveis otimizações dos componentes escolhidos para a implementação, como diodos retificadores com menor tensão de condução e materiais ferromagnéticos com propriedades superiores às testadas em bancada.

Existe ainda a possibilidade de investigação do desempenho dos conversores estudados com a aplicação de semicondutores de nitreto de gálio, tecnologia esta que se apresenta em desenvolvimento e que possui a princípio características superiores aos semicondutores de silício, permitindo o aumento da frequência de comutação.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDEL-RAHMAN, S. Resonant LLC Converter: Operation and Design. n. September, p. 19, 2012.

ABDUALGADER, I.; YOHANA, E.; FACTA, M. Design of LLC resonant converter for street lamp based on photovoltaic power source. **2014 1st International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering: Green Technology and Its Applications for a Better Future, ICITACEE 2014 - Proceedings**, p. 400–403, 2015.

ABNT. NBR IEC/CISPR 15. p. 56, 2014.

ALMEIDA, P. S. Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz. p. 218, 2014.

ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015.

BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; ALONSO, J. M. Solid-State Lighting: A Concise Review of the State of the Art on LED and OLED Modeling. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 6–16, 2015.

BÜRKEL, R.; SCHNEIDER, T. Fast Recovery Epitaxial Diodes ( FRED ) Characteristics - Applications - Examples IXAN0044. **Power**, p. 12–20, 1999.

CITIZEN. **CLU048-1818C4**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <[http://ce.citizen.co.jp/lighting\\_led/dl\\_data/datasheet/en/COB\\_5/CLU048-1818C4\\_P3703\\_0516.pdf](http://ce.citizen.co.jp/lighting_led/dl_data/datasheet/en/COB_5/CLU048-1818C4_P3703_0516.pdf)>.

COLE, M.; CLAYTON, H.; MARTIN, K. Solid state lighting: The new normal in lighting. **2014 IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference - Brasil, PCIC Brasil 2014**, v. 51, n. 1, p. 194–202, 2014.

COSETIN, M. R. **ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA ELETRÔNICO DE ILUMINAÇÃO COM LEDS DE POTÊNCIA EMPREGANDO CONVERSOR RESSONANTE E INDUTOR VARIÁVEL**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

ECIA **AUTORIZED**. **www.eciaauthorized.com/pt**. Disponível em: <<https://www.eciaauthorized.com/pt>>.

ELEKTRISOLA. **Technical Basics and Calculation**. Disponível em: <<https://www.elektrisola.com/hf-litz-wire-litz/products/terminology-basics/technical-basics-and-calculation.html>>. Acesso em: 10 nov. 2018.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [s.l.: s.n.].

FENG, W.; LEE, F. C.; MATTAVELLI, P. Optimal trajectory control of LLC resonant converters for LED PWM dimming. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2,

p. 979–987, 2014.

IC CAPACITORS. **Impedance , Dissipation Factor and ESR**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <[https://www.illinoiscapacitor.com/pdf/Papers/impedance\\_dissipation\\_factor\\_ESR.pdf](https://www.illinoiscapacitor.com/pdf/Papers/impedance_dissipation_factor_ESR.pdf)>.

IEC61000-3-2. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase)**, 2018.

IESNA. **IESNA LM-79-08: IES Approved Method for the Electrical and Photometric Measurements of Solid-State Lighting Products**New York, NY, USA Illuminating Engineering Society of North America, IES LM-79-08, , 2008.

INFINEON. **ICL5102 Data Sheet ICL5102 PFC + Resonant Half-Bridge Controller for LED Drivers**. [s.l: s.n.].

INMETRO. Portaria n.º 20, de 15 de fevereiro de 2017 O. p. 7042, 2017.

LI, S. et al. A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, 2016.

LIN, R. L.; LIN, C. W. Design criteria for resonant tank of LLC DC-DC resonant converter. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, n. 1, p. 427–432, 2010.

LU, B. et al. Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter. p. 533–538, 2006.

MCLYMAN, W. T. **Transformer And Inductor Design Handbook Third Edition, Revised and Expanded**. [s.l: s.n.].

MENKE, M. F. **SISTEMA ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM ENTRADA UNIVERSAL E CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA PARA O ACIONAMENTO DE LEDS**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Maria, 2016.

MENKE, M. F.; SEIDEL, A. R.; TAMBARA, R. V. LLC LED Driver Small-Signal Modeling and Digital Control Design for Active Ripple Compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 387–396, 2019.

MICROCHIP. **HV9910B**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.microchip.com/wwwproducts/en/HV9910B>>.

SEENUANSAKULNEE, P.; PHANKONG, N. An application of full-bridge converter for T8-led lamp dimming. **ECTI-CON 2018 - 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology**, p. 768–771, 2018.

ST. Transition-mode pfc controller L6562. n. November, p. 1–16, 2005.

ST. AN5328 - 150 V - 150 W LED driver with the L6564H and L6699 transition mode PFC pre-regulator, half bridge LCC resonant converter. n. July 2019, p. 1–53, 2013a.

ST. **L6699 - Enhanced high voltage resonant controller**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6699.pdf>>.

ST. **STFI9N60M2**. [s.l: s.n.]. Disponível em:  
<<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stf9n60m2.pdf>>.

STEINMETZ, C. P. ON THE LAW OF HYSTERESIS. **American Institute Of Electrical Engineers**, v. 13, p. 655–657, 1892.

VISHAY. Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance Device - Application Note AN608A. n. 6, p. 1–6, 2016.

WEEN-SEMI. BYC10DX-600 BYC10DX-600. p. 1–13, 2011.

WU, H. Multi-Channel Constant Current LED Driver for Indoor LED Luminaries. p. 123, 2011.

ZAGONEL. **Luminária Pública Linha LUMOS EVO**. Disponível em:  
<<http://www.zagonel.com.br/detalhe-produto/85/>>.

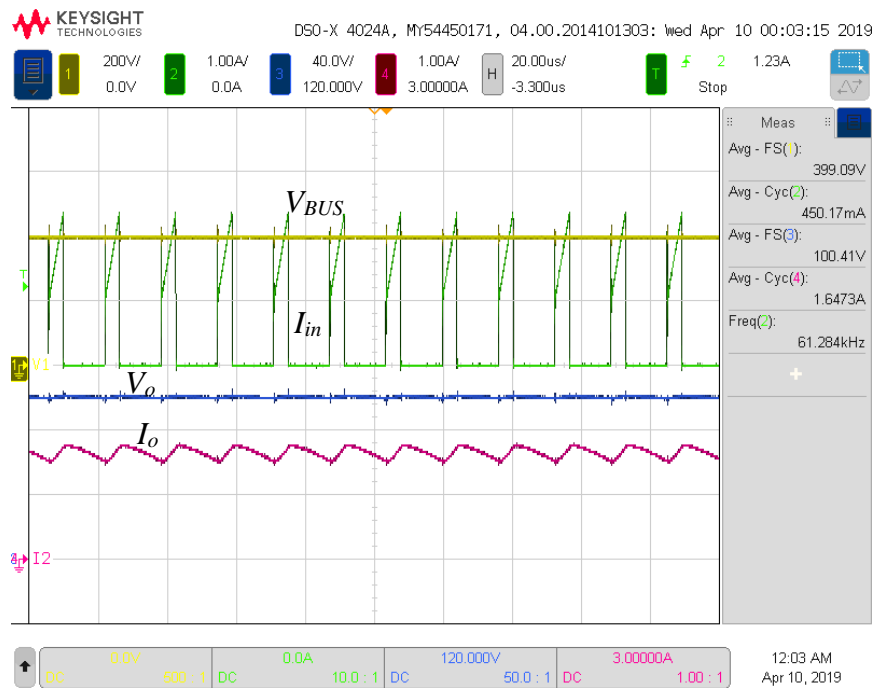
ZUO, L. et al. Design and implementation of LLC Half-bridge LED driver based on NCP1396. **2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, ICECE 2011 - Proceedings**, p. 4424–4426, 2011.

## APENDICE A - MEMORIAL DE AQUISIÇÕES

Para a investigação do comportamento dos conversores as aquisições dos principais sinais de tensão e corrente para os circuitos propostos nos capítulos 3 e 4 se fazem necessários.

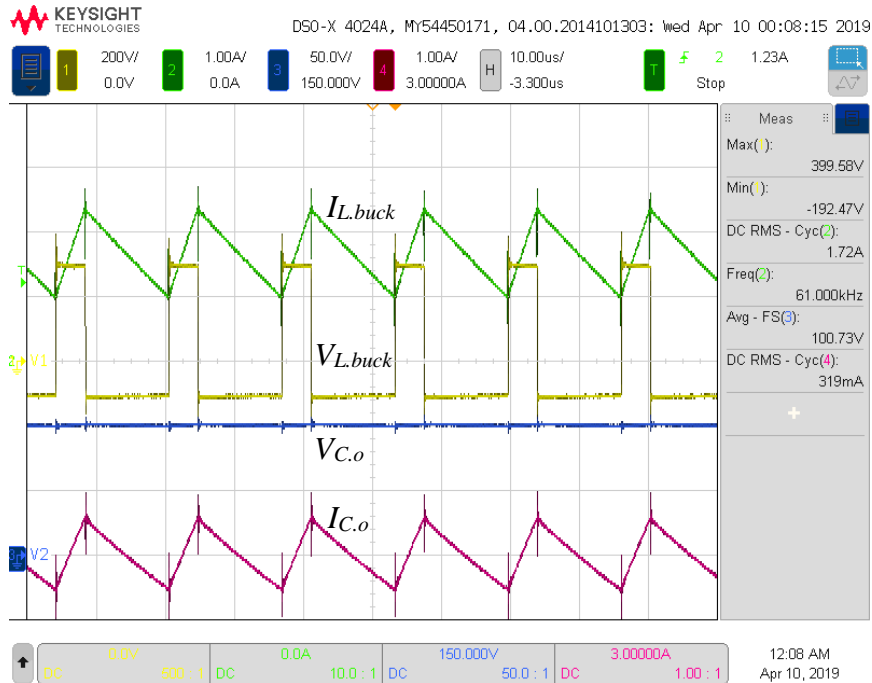
Uma compilação das aquisições suprimidas no texto principal é apresentada a seguir.

Figura 44 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 60 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



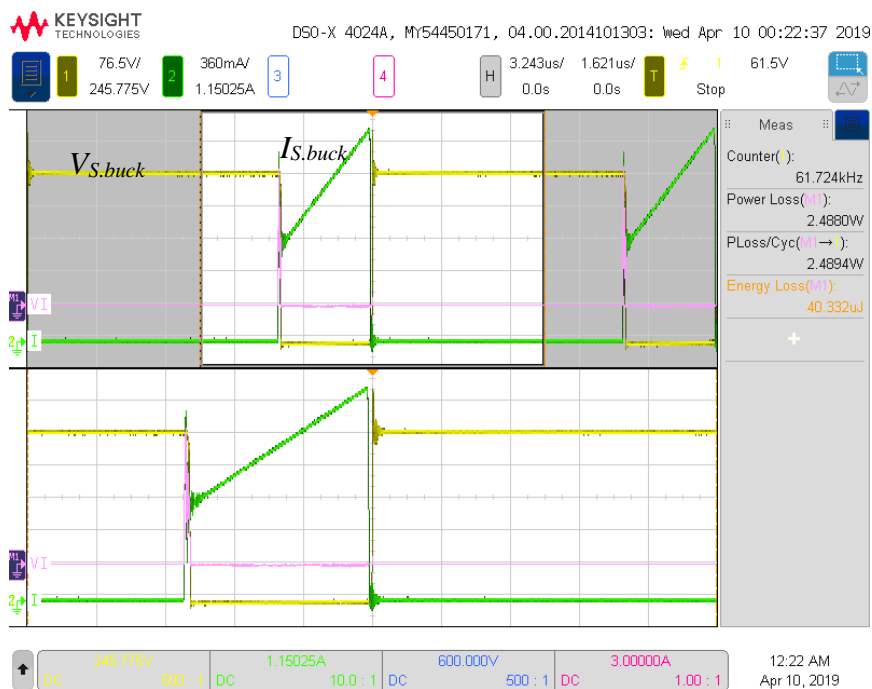
Fonte: Autor.

Figura 45 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 60 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor -  $V_{L.buck}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor -  $I_{L.buck}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor -  $V_{C.o}$  (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor -  $I_{C.o}$  (1 A/div).



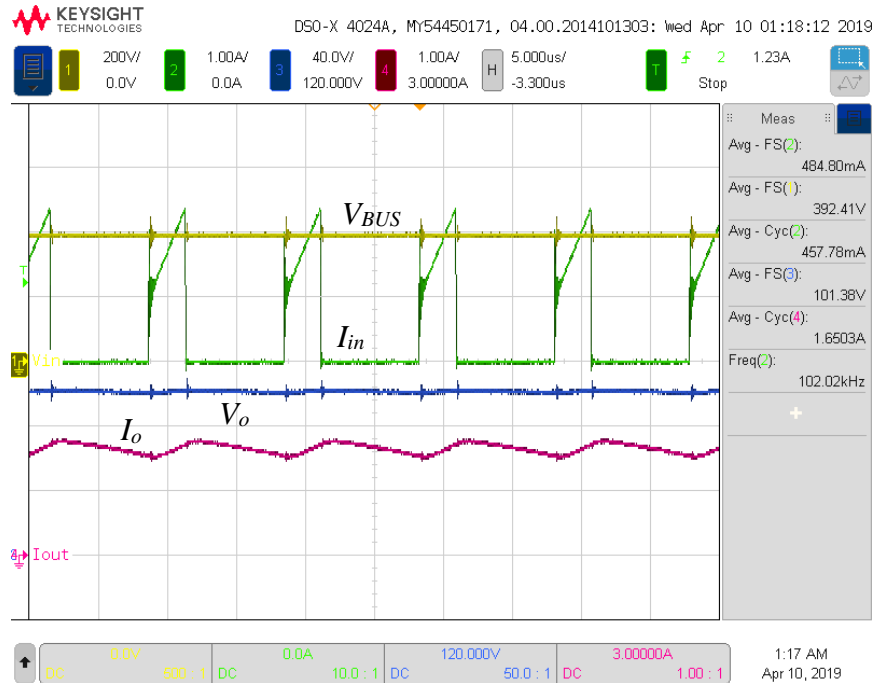
Fonte: Autor.

Figura 46 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 60 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET -  $V_{S.buck}$  (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET -  $I_{S.buck}$  (400 mA/div).



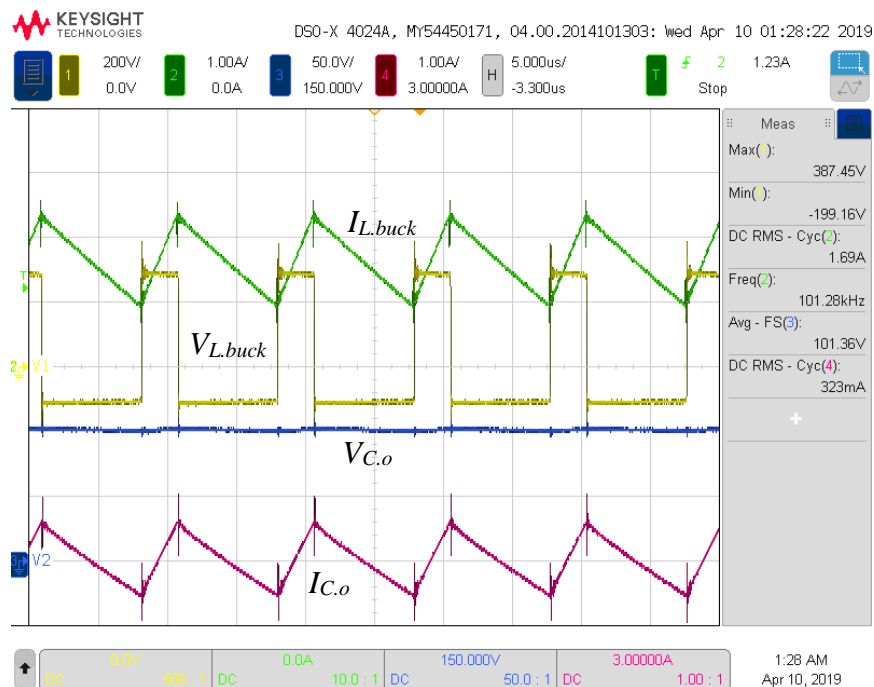
Fonte: Autor.

Figura 47 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 100 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (40 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



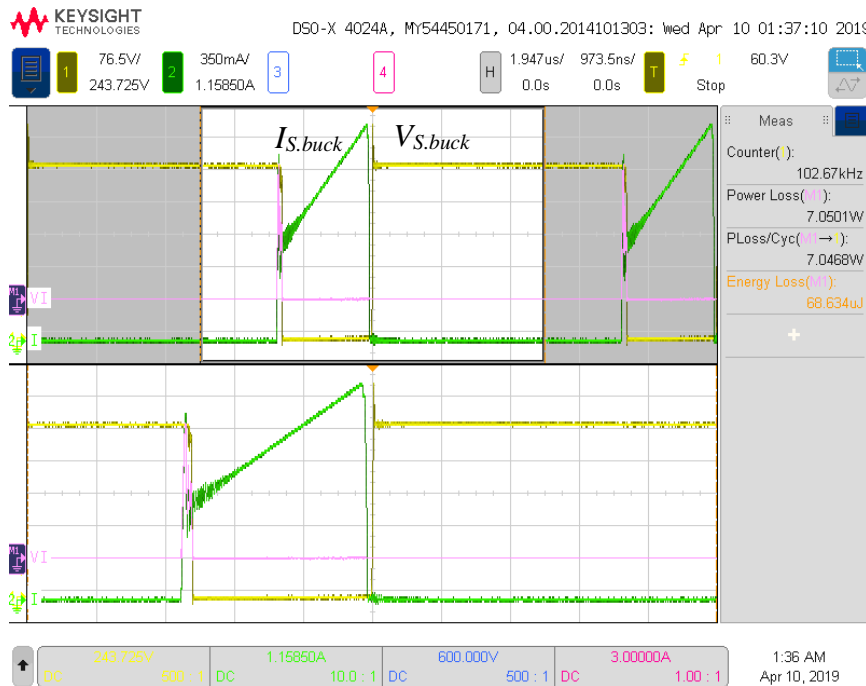
Fonte: Autor.

Figura 48 - Formas de onda experimentais do conversor *buck* em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o indutor -  $V_{L.buck}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente no indutor -  $I_{L.buck}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão sobre o capacitor -  $V_{C.o}$  (50 V/div); Canal 4 - Corrente no capacitor -  $I_{C.o}$  (1 A/div).



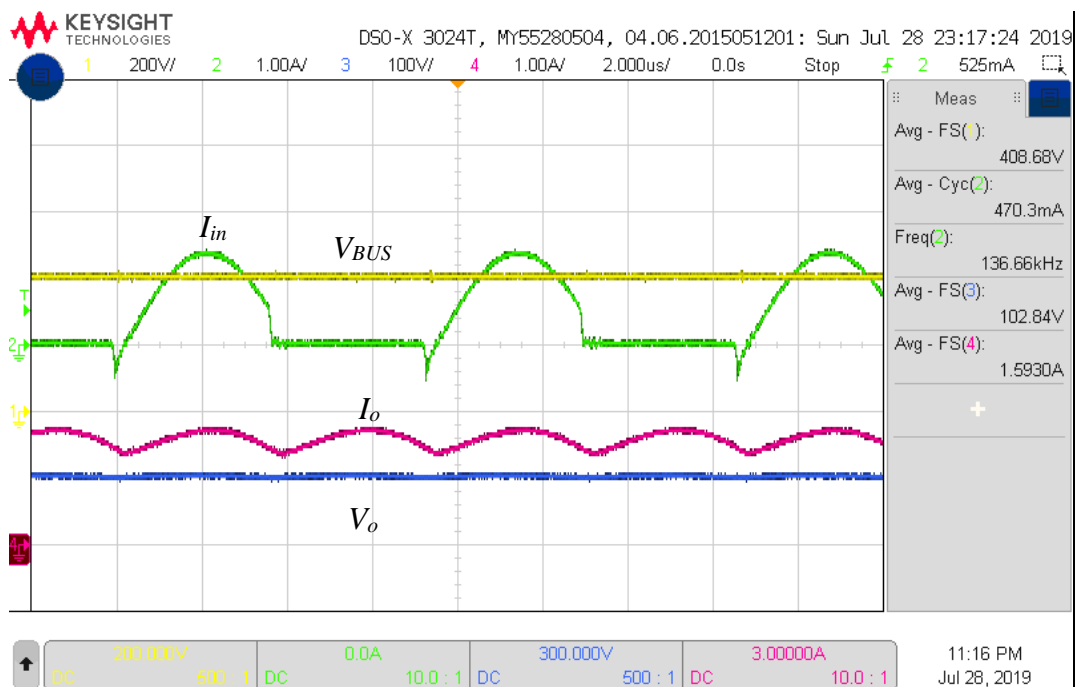
Fonte: Autor.

Figura 49 - Formas de onda experimentais do conversor buck em 100 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET -  $V_{S.buck}$  (76,5 V/div); Canal 2 - Corrente no MOSFET -  $I_{S.buck}$  (400 mA/div).



Fonte: Autor.

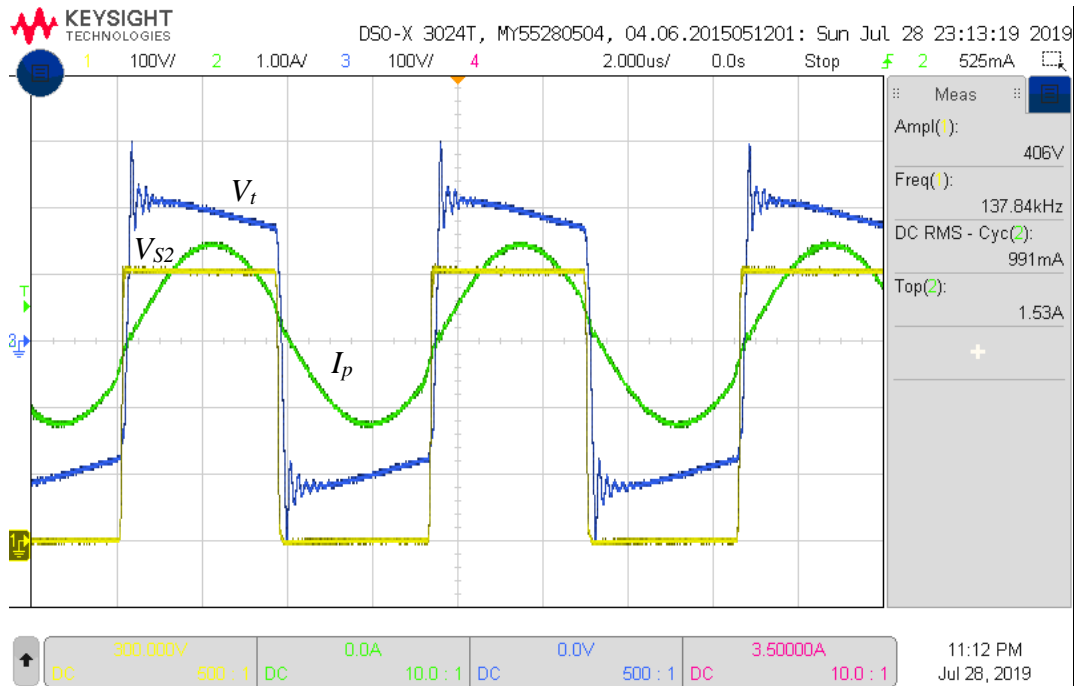
Figura 50 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



Fonte: Autor.

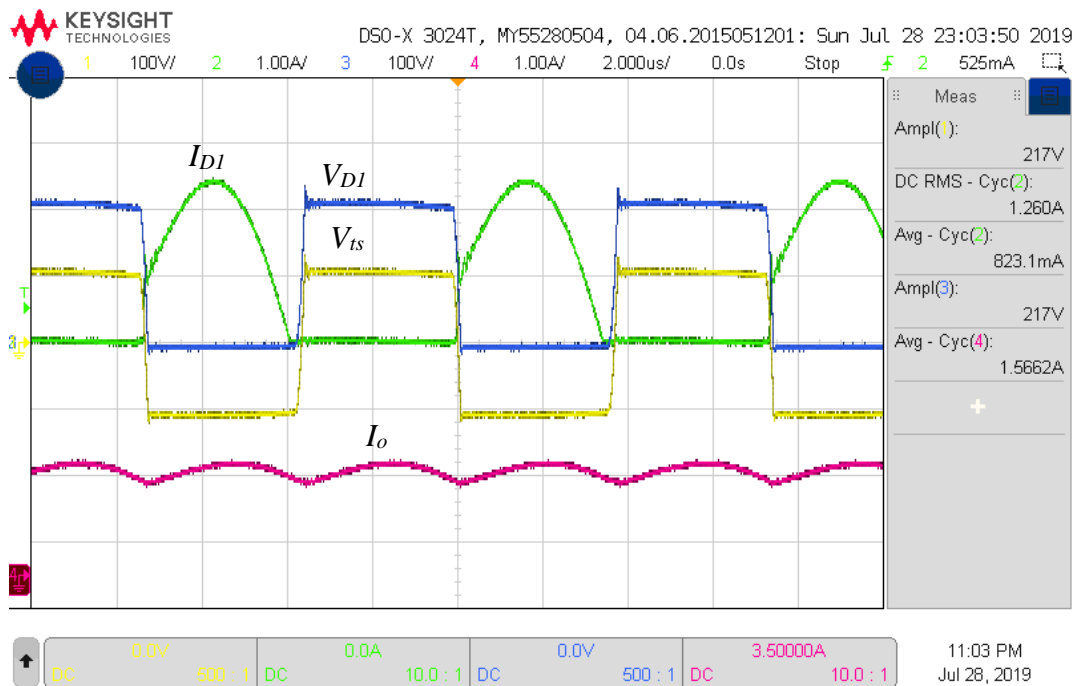


Figura 51 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET  $S_2$  -  $V_{S2}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante -  $I_p$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador -  $V_t$  (100 V/div).



Fonte: Autor.

Figura 52 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 140 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo  $D_1$  -  $V_{D1}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo  $D_1$  -  $I_{D1}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador -  $V_t$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída -  $I_o$  (1 A/div).



Fonte: Autor.

Figura 53 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).

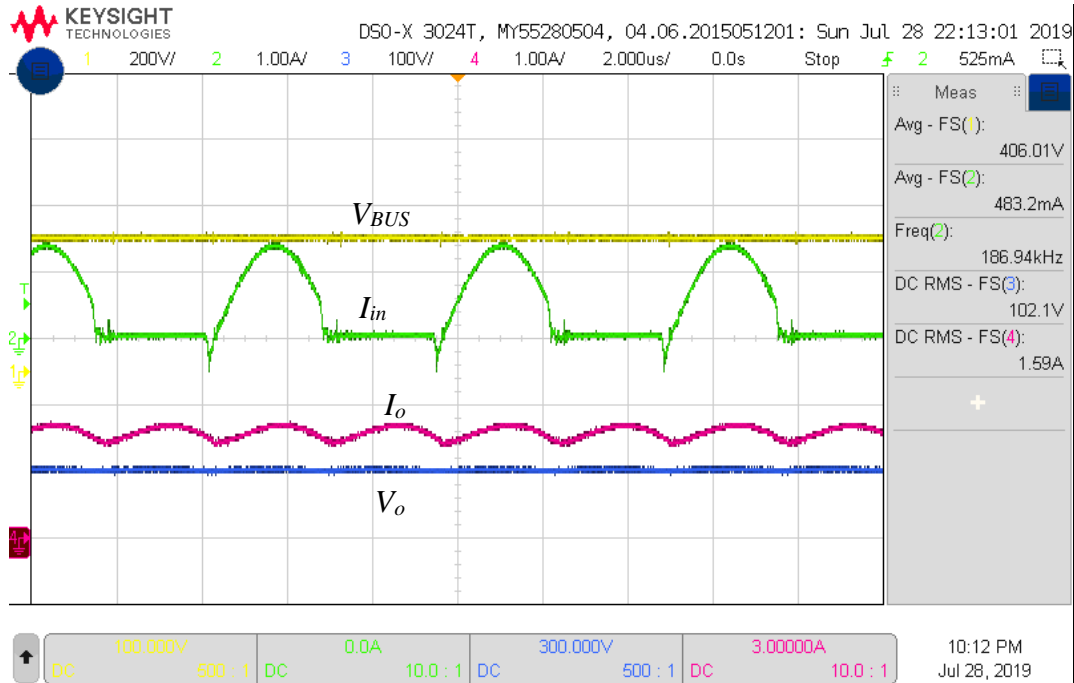


Figura 54 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET  $S_2$  -  $V_{S2}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante -  $I_p$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador -  $V_t$  (100 V/div).

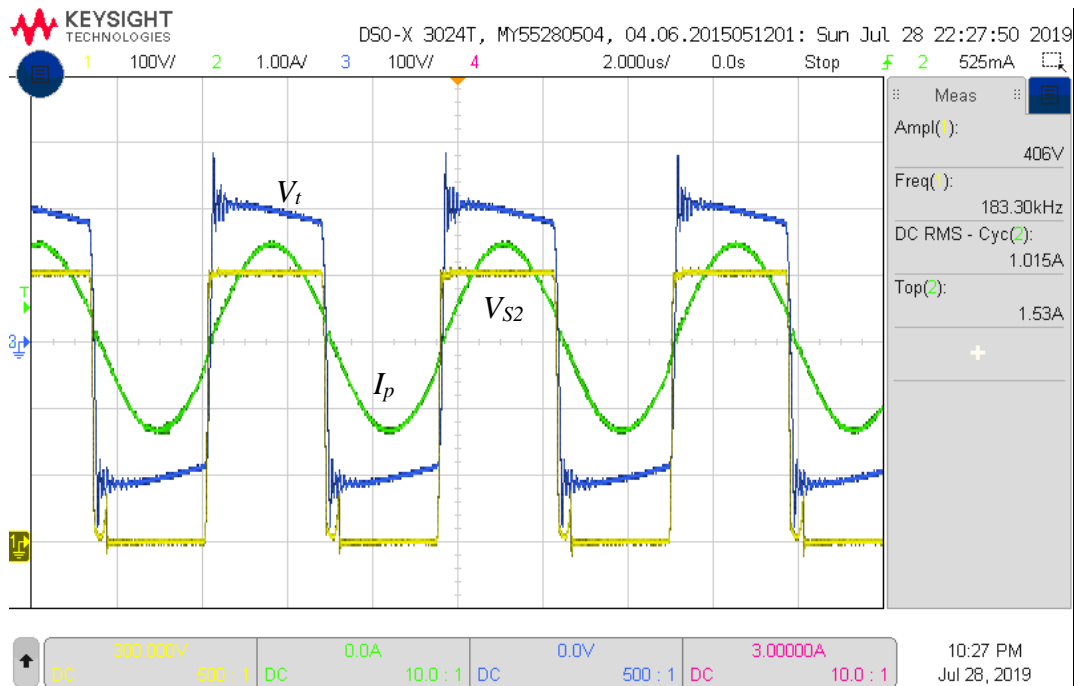
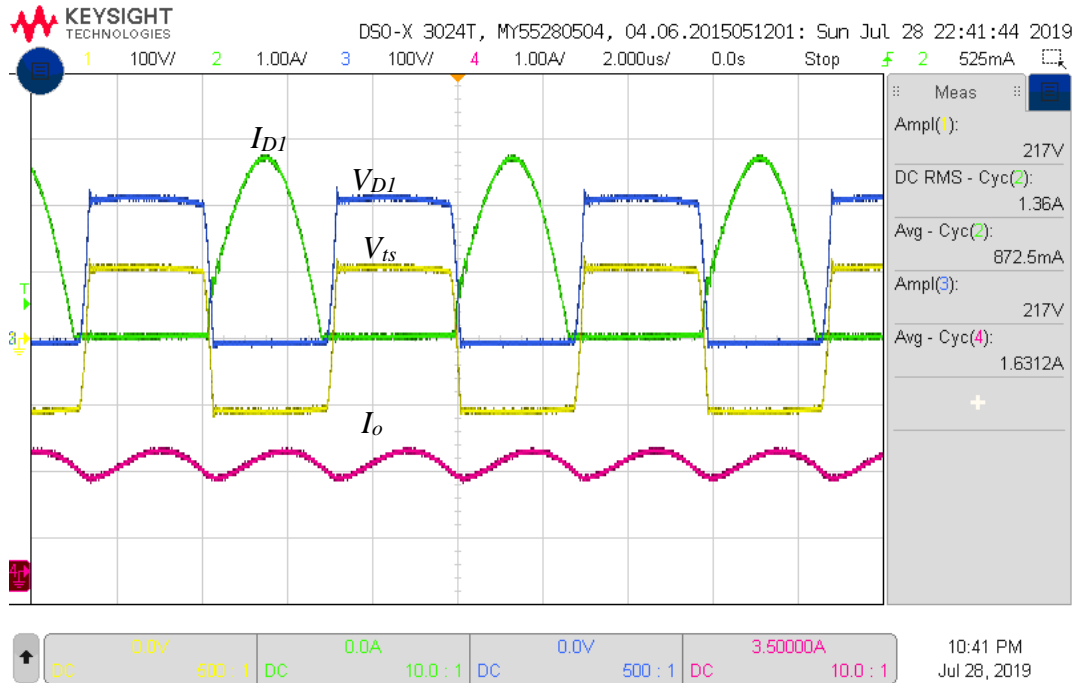
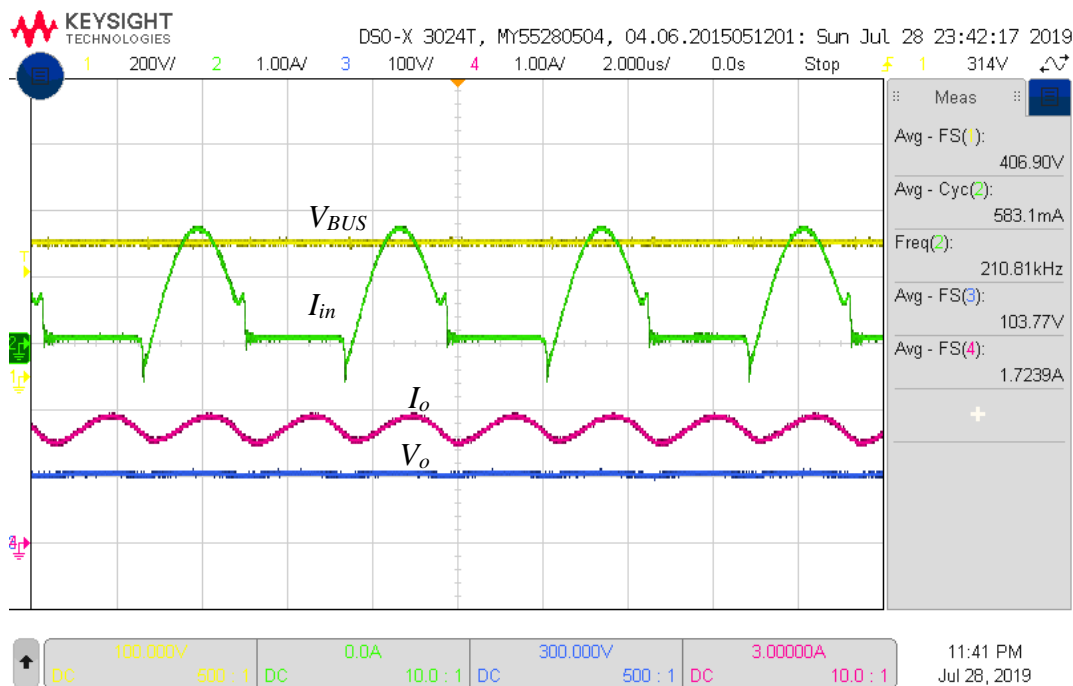


Figura 55 Formas de onda experimentais do conversor LLC em 180kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo  $D_1$  -  $V_{D1}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo  $D_1$  -  $I_{D1}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador -  $V_t$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída -  $I_o$  (1 A/div).



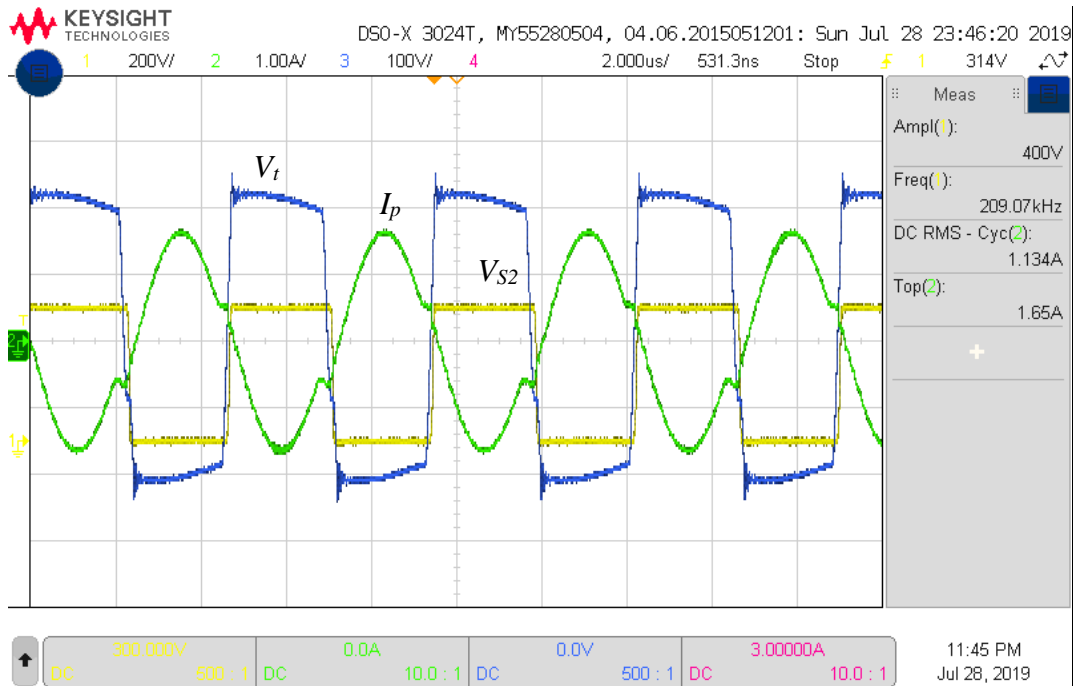
Fonte: Autor.

Figura 56 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão de Barramento -  $V_{BUS}$  (200 V/div); Canal 2 - Corrente de Entrada -  $I_{in}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão de Saída -  $V_o$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de Saída -  $I_o$  (1 A/div).



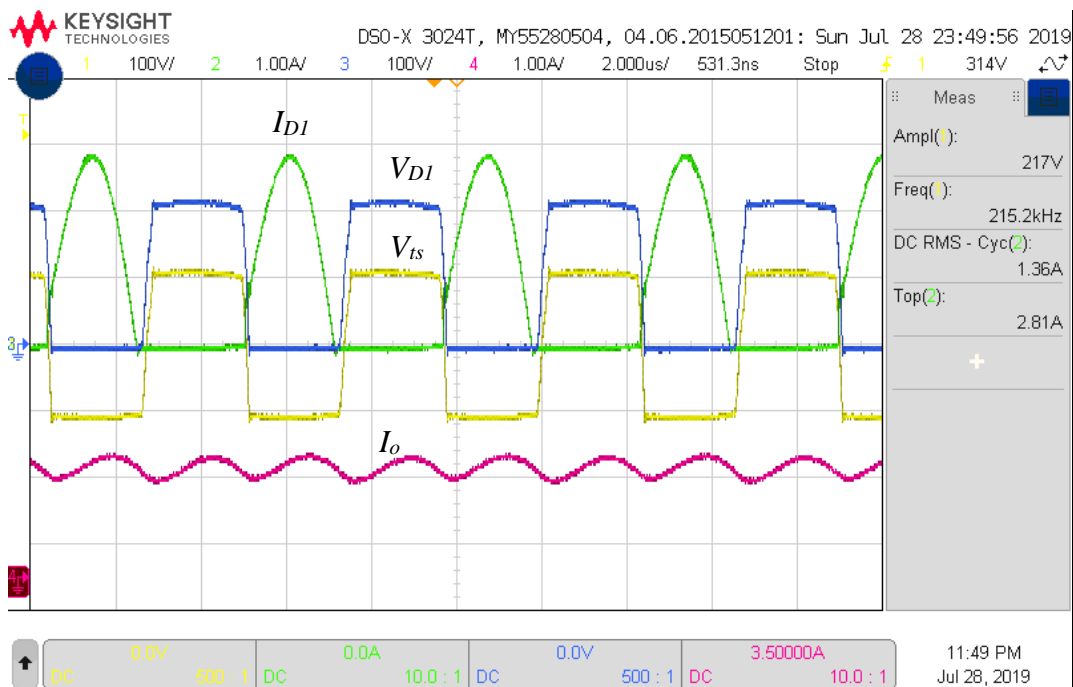
Fonte: Autor.

Figura 57 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o MOSFET  $S_2$  -  $V_{S2}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no filtro ressonante -  $I_p$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no primário do transformador -  $V_t$  (100 V/div).



Fonte: Autor.

Figura 58 - Formas de onda experimentais do conversor LLC em 220 kHz: Canal 1 - Tensão sobre o diodo  $D_1$  -  $V_{D1}$  (100 V/div); Canal 2 - Corrente no diodo  $D_1$  -  $I_{D1}$  (1 A/div); Canal 3 - Tensão no enrolamento secundário do transformador -  $V_t$  (100 V/div); Canal 4 - Corrente de saída -  $I_o$  (1 A/div).



Fonte: Autor.

## APENDICE B – DADOS ADICIONAIS

Nas tabelas seguintes estão alguns dados utilizados nos comparativos de perda, volume e custo do capítulo 5 do presente trabalho. A descrição “nc” preenche os espaços onde a definição de grandezas elétricas utilizada no cálculo não se aplicam diretamente.

Tabela 15 – Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor *buck*.

Conversor	Componente	Fonte das perdas	Primeira grandeza associada		Segunda grandeza associada		Potência (W)	
<b>Buck 33 kHz</b>	<i>MOSFET</i>	Condução	$r_{DS.on}$	0,90	$I_{S.rms}$	0,90	0,73	
		Chaveamento	nc	nc	nc	nc	2,80	
	<i>Indutor</i>	Perdas no ferromagnético	nc	nc	nc	nc	0,46	
		Condução	$r_{Lb}$	0,348	$I_{L.rms}$	1,7	1,01	
	<i>Diodo</i>	Condução	$V_{f.buck}$	1,6	$I_{D.buck}$	1,18	1,89	
		Perdas por recuperação reversa	$V_{BUS}$	400	$I_{D.r}$	0,0010	0,10	
	<i>Controle</i>	Dissipação no controle	nc	nc	nc	nc	1,5	
	<b>Buck 60 kHz</b>	<i>MOSFET</i>	Condução	$r_{DS.on}$	0,90	$I_{S.rms}$	0,90	0,73
			Chaveamento	nc	nc	nc	nc	2,80
		<i>Indutor</i>	Perdas no ferromagnético	nc	nc	nc	nc	0,46
Condução			$r_{Lb}$	0,348	$I_{L.rms}$	1,7	1,01	
<i>Diodo</i>		Condução	$V_{f.buck}$	1,6	$I_{D.buck}$	1,18	1,89	
		Perdas por recuperação reversa	$V_{BUS}$	400	$I_{D.r}$	0,001	0,10	
<i>Controle</i>		Dissipação no controle	nc	nc	Nc	nc	1,5	
<b>Buck 100 kHz</b>		<i>MOSFET</i>	Condução	$r_{DS.on}$	0,90	$I_{S.rms}$	0,91	0,75
			Chaveamento	nc	nc	nc	nc	2,51
		<i>Indutor</i>	Perdas no ferromagnético	nc	nc	nc	nc	0,46
	Condução		$r_{Lb}$	0,348	$I_{L.rms}$	1,72	1,03	
	<i>Diodo</i>	Condução	$V_{f.buck}$	1,6	$I_{D.buck}$	1,18	1,89	
		Perdas por recuperação reversa	$V_{BUS}$	400	$I_{D.r}$	0,001	0,10	
	<i>Controle</i>	Dissipação no controle	nc	nc	nc	nc	1,5	

Tabela 16 – Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor meia ponte LLC ressonante para os experimentos com 100 kHz e 140 kHz.

Conversor	Parâmetro	Fonte das perdas	Primeira grandeza associada		Segunda grandeza associada		Potência (W)
<b>LLC</b> <b>100 kHz</b>	MOSFET	Condução	$r_{DS,on}$	0,94	$I_{p,rms}$	0,72	0,49
	Transformador	Perdas no ferromagnético	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	1,46
		Condução Primário	$r_{Lm,p}$	0,204	$I_{p,rms}$	1,019	0,21
		Condução Secundário	$r_{Lm,s}$	0,082	$I_{s,rms}$	1,36	0,15
	Indutor Ressonante	Perdas no ferromagnético	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	0,18
		Condução	$r_{Lr,s}$	0	$I_{p,rms}$	0	0,10
	Capacitor Ressonante	Condução	$r_{ESR}$	0,159	$I_{p,rms}$	1,019	0,17
	Diodo	Condução	$V_{f,LLC}$	1,8	$I_{D,LLC}$	0,815	1,47
		Perdas por recuperação reversa	$V_{LED}$	102	$I_{D,r}$	0,001	0,05
	Controle	Dissipação no controle	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	1,12
<b>LLC</b> <b>140 kHz</b>	MOSFET	Condução	$r_{DS,on}$	0,94	$I_{s,rms}$	0,723	0,49
	Transformador	Perdas no ferromagnético	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	1,00
		Condução Primário	$r_{Lm,p}$	0,231	$I_{p,rms}$	0,991	0,23
		Condução Secundário	$r_{Lm,s}$	0,103	$I_{s,rms}$	1,26	0,16
	Indutor Ressonante	Perdas no ferromagnético	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	0,18
		Condução	$r_{Lr,s}$	0,097	$I_{p,rms}$	0,991	0,09
	Capacitor Ressonante	Condução	$r_{ESR}$	0,17	$I_{p,rms}$	0,991	0,17
	Diodo	Condução	$V_{f,LLC}$	1,8	$I_{D,LLC}$	0,825	1,49
		Perdas por recuperação reversa	$V_{LED}$	102	$I_{D,r}$	0,001	0,05
	Controle	Dissipação no controle	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	<i>nc</i>	1,12

Tabela 17 - Valores de distribuição de perdas corrigidos para o conversor meia ponte LLC ressonante para os experimentos com 180 kHz e 220 kHz.

Conversor	Parâmetro	Fonte das perdas	Primeira grandeza associada		Segunda grandeza associada		Potência (W)	
<b>LLC</b> <b>180 kHz</b>	MOSFET	Condução	$r_{DS.on}$	0,94	$I_{p,rms}$	0,709	0,47	
	Transformador	Perdas no ferromagnético	$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	1,39	
		Condução Primário	$r_{Lm.p}$	0,103	$I_{p,rms}$	1,015	0,11	
		Condução Secundário	$r_{Lm.s}$	0,042	$I_{s,rms}$	1,36	0,08	
		Perdas no ferromagnético	$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	0,18	
	Indutor Ressonante	Condução	$r_{Lr.s}$	0,097	$I_{p,rms}$	1,015	0,10	
		Capacitor Ressonante	Condução	$r_{ESR}$	0,16	$I_{p,rms}$	1,015	0,16
	Diodo	Condução	$V_{f,LLC}$	1,8	$I_{D,LLC}$	0,815	1,47	
		Perdas por recuperação reversa	$V_{LED}$	102	$I_{D,r}$	0,001	0,05	
	Controle	Dissipação no controle	$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	1,12	
	<b>LLC</b> <b>220 kHz</b>	MOSFET	Condução	$r_{DS.on}$	0,94	$I_{p,rms}$	0,73	0,50
		Transformador	Perdas no ferromagnético	$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	1,75
Condução Primário			$r_{Lm.p}$	0,141	$I_{p,rms}$	1,134	0,18	
Condução Secundário			$r_{Lm.s}$	0,128	$I_{s,rms}$	1,36	0,24	
Perdas no ferromagnético			$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	0,18	
Indutor Ressonante		Condução	$r_{Lr.s}$	0,097	$I_{p,rms}$	1,134	0,12	
		Capacitor Ressonante	Condução	$r_{ESR}$	0,16	$I_{p,rms}$	1,134	0,21
Diodo		Condução	$V_{f,LLC}$	1,8	$I_{D,LLC}$	0,815	1,47	
		Perdas por recuperação reversa	$V_{LED}$	102	$I_{D,r}$	0,001	0,05	
Controle		Dissipação no controle	$nc$	$nc$	$nc$	$nc$	1,12	

Tabela 18 - Valores de volume encontrados para os componentes passivos PTH utilizados no comparativo entre soluções.

Conversor	Indutor Buck / Transformador Ressonante		Indutor Ressonante		Capacitor Ressonante	
	Estrutura	Volume (mm <sup>3</sup> )	Padrão	Volume (mm <sup>3</sup> )	Padrão	Volume (mm <sup>3</sup> )
<b>Buck 33 kHz</b>	EE 30/15/14	19125	nc	0	nc	0
<b>Buck 66 kHz</b>	EE 30/15/14	19125	nc	0	nc	0
<b>Buck 100 kHz</b>	EE 30/15/07	17510	nc	0	nc	0
<b>LLC 100 kHz</b>	EE 30/15/14	19125	EE 20/10/05	4941	B32641B6153	715
<b>LLC 140 kHz</b>	EE 30/15/07	17510	EE 19/08/05	4370	B32641B6103	468
<b>LLC 180 kHz</b>	EE 28/10/11	13398	EE 16/07/05	2806	B32641B6822	468
<b>LLC 220 kHz</b>	EE 28/10/11	13398	EE 13/06/06	2109	B32641B6682	468

Tabela 19 - Valores de volume encontrados para os semicondutores PTH utilizados no comparativo entre soluções.

Conversor	MOSFET		Diodo	
	Estrutura	Volume (mm <sup>3</sup> )	Estrutura	Volume (mm <sup>3</sup> )
<b>Buck 33 kHz</b>	TO220	1285,2	TO220	1285,2
<b>Buck 66 kHz</b>	TO220	1285,2	TO220	1285,2
<b>Buck 100 kHz</b>	TO220	1285,2	TO220	1285,2
<b>LLC 100 kHz</b>	2x TO220	2570,4	2x TO220	2570,4
<b>LLC 140 kHz</b>	2x TO220	2570,4	2x TO220	2570,4
<b>LLC 180 kHz</b>	2x TO220	2570,4	2x TO220	2570,4
<b>LLC 220 kHz</b>	2x TO220	2570,4	2x TO220	2570,4

Tabela 20 - Relação de custos encontrados utilizados nos comparativos.

Conversor	Indutor Buck / Transformador Ressonante	Indutor Ressonante	Capacitor Ressonante	Diodo (s)	MOSFET (s)	SMD's
<b>Buck 33 kHz</b>	1,20	nc	nc	0,3639	0,95	1,4
<b>Buck 66 kHz</b>	1,20	nc	nc	0,3639	0,95	1,4
<b>Buck 100 kHz</b>	0,90	nc	nc	0,3639	0,95	1,4
<b>LLC 100 kHz</b>	1,50	0,28	0,17	0,7278	1,9	3,3
<b>LLC 140 kHz</b>	1,20	0,28	0,162	0,7278	1,9	3,3
<b>LLC 180 kHz</b>	1,00	0,25	0,156	0,7278	1,9	3,3
<b>LLC 220 kHz</b>	1,00	0,16	0,156	0,7278	1,9	3,3



Tabela 21 – Custos dos componentes SMD utilizados nos circuitos de controle dos protótipos realizados para o circuito *buck*.

<b>Componente</b>	<b>Quantidade</b>	<b>Valor Médio Unitário</b>	<b>Valor total</b>
Resistores 0805	4	0,01	0,04
Resistores 1206 (medição de corrente)	4	0,05	0,20
Resistores 1210	2	0,023	0,046
Capacitores 0805	1	0,02	0,02
Capacitores de tântalo 22 $\mu$ F	1	0,26	0,26
HV9910	1	0,84	0,84

Tabela 22 – Custos dos componentes SMD utilizados nos circuitos de controle dos protótipos realizados para o circuito LLC.

<b>Componente</b>	<b>Quantidade</b>	<b>Valor Médio Unitário</b>	<b>Valor total</b>
Resistores 0805	22	0,01	0,22
Resistores 1206 (medição de corrente)	8	0,05	0,20
Resistores 1206	4	0,1	0,4
Capacitores 0805	9	0,02	0,18
Capacitores de tântalo 22 $\mu$ F	2	0,26	0,52
Diodo 1N4148	4	0,015	0,06
Zener 15V	2	0,05	0,1
BC846	2	0,036	0,072
SEA05	1	0,29	0,29
TLP183	1	0,09	0,09
L6699	1	1	1

## APENDICE C – ESQUEMÁTICO PARA O CIRCUITO LLC RESSONANTE

Segue na Figura 59 o esquemático básico do conversor meia ponte LLC ressonante implementado na placa de avaliação (Figura 33), realizado com base em (ST, 2013b).

Figura 59 – Circuito de avaliação implementado para o conversor meia ponte LLC ressonante.

