

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

IANE ANDRADE FERNANDES
ISABELLA PEDROSO ROSAS

ANÁLISE DO CONVERSOR *BRIDGELESS BOOST* PFC INTEGRADO
APLICADO NA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Ponta Grossa, PR

2017

IANE ANDRADE FERNANDES

ISABELLA PEDROSO ROSAS

**ANÁLISE DO CONVERSOR *BRIDGELESS BOOST* PFC INTEGRADO
APLICADO NA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao Departamento de Eletrônica no Campus Ponta Grossa da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para a conclusão do Curso Superior de Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento.

**Ponta Grossa, PR
2017**



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
DAELE – Departamento de Eletrônica



FOLHA DE APROVAÇÃO

ANÁLISE DO CONVERSOR *BRIDGELESS BOOST* PFC INTEGRADO APLICADO NA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

Desenvolvido por:

IANE ANDRADE FERNANDES

ISABELLA PEDROS ROSAS

Este trabalho de conclusão de curso foi apresentado em 22 de Maio de 2017, como requisito parcial para a conclusão do curso superior de Engenharia Eletrônica. As candidatas foram arguidas pela banca examinadora composta pelos professores abaixo assinado. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento (UTFPR)
Professor Orientador

Dr. Eloi Agostini Jr (UTFPR)
Membro titular

M.Eng. Zito Palhano da Fonseca (UEPG)
Membro titular

- A Folha de Aprovação assinada encontra-se arquivada na Secretaria Acadêmica -

RESUMO

FERNANDES, Iane A. **Análise do Conversor *Bridgeless Boost* PFC Integrado Aplicado na Iluminação de Estado Sólido**. 2017. 170 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

ROSAS, Isabella P. **Análise do Conversor *Bridgeless Boost* PFC Integrado Aplicado na Iluminação de Estado Sólido**. 2017. 170 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

Este trabalho propõe um estudo do conversor *bridgeless boost* PFC para o acionamento de diodos emissores de luz - LEDs de alta potência a partir da rede elétrica utilizando capacitores de filme metalizado no barramento CC, o que contribui para elevar a vida útil do conversor, aproximando-a da vida útil dos LEDs. Primeiramente o estudo envolve uma breve contextualização do tema, seguido por uma análise do circuito proposto, bem como a sua modelagem matemática utilizando comando assimétrico. O conversor foi utilizado para acionar 35 LEDs, com uma potência total de 42W, sendo seu comportamento analisado em três frequências de comutação. A corrente contínua (350mA) aplicada aos LEDs nessa topologia é obtida através de uma ponte retificadora com um filtro capacitivo conectado entre o estágio inversor e o ponto central dos dois capacitores do barramento CC. E para a verificação do modelo matemático desenvolvido, simulações computacionais e a implementação prática com modulação simétrica do circuito foram realizadas.

Palavras-chave: Conversor. Acionamento de LEDs de potência. Iluminação. Correção do fator de potência. Estágio integrado.

ABSTRACT

FERNANDES, Iane A. **Integrated bridgeless boost pfc converter analysis for solid state lighting** . 2017. 170 p. Work of Conclusion Course (Graduation in ELECTRONIC ENGINEERING) - Federal Technology University - Paraná. Ponta Grossa, 2017.

ROSAS, Isabella P. **Integrated bridgeless boost pfc converter analysis for solid state lighting**. 2017. 170 p. Work of Conclusion Course (Graduation in ELECTRONIC ENGINEERING) - Federal Technology University - Paraná. Ponta Grossa, 2017.

In this work, the integrated Bridgeless Boost PFC converter employing an asymmetrical switching strategy for driving power LEDs lighting systems is presented. The use of polypropylene capacitors in the DC bus in the circuit, helps to increase the useful life of the converter. First this study involves a brief contextualization of the subject, followed by an analysis of the circuit proposed in this dissertation and its mathematical modeling. The direct current (350mA) applied to the LEDs in this topology is obtained through a rectifier bridge with a capacitive filter connected between the inverter stage and the center point of the two capacitors of the DC bus. In order to verify the analyses carried out, computer simulations and experimental results for 35 LEDs and 42 W using three different switching frequency values are presented.

Keywords: Converter. Power LED activation. Lighting. Power factor correction. Integrated stage.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama de um driver de dois estágios para o acionamento de LEDs a partir da rede elétrica, com correção do fator de potência.	18
Figura 2: Conversor bridgeless integrado	20
Figura 3: Primeira etapa de operação.....	22
Figura 4: Segunda etapa de operação.....	23
Figura 5: Terceira etapa de operação.....	24
Figura 6: Quarta etapa de operação.....	24
Figura 7: Quinta etapa de operação.....	25
Figura 8: Formas de onda de corrente e tensão teóricas.....	26
Figura 9: Formas de onda para cálculo aproximado.....	34
Figura 10: Modelo elétrico do LED.....	40
Figura 11: Saída do conversor proposto.....	40
Figura 12: Esquemático da simulação para modulação assimétrica.....	47
Figura 13: Formas de ondas da modulação assimétrica.....	48
Figura 14: Formas de ondas da corrente de entrada/saída e tensão no barramento.....	49
Figura 15: 30 primeiras harmônicas para a corrente de entrada.....	50
Figura 16: Implementação do Conversor.....	51
Figura 17: Layout do circuito do conversor visto de cima.....	52
Figura 18: Layout do circuito do conversor visto de baixo.....	52
Figura 19: Datasheet do LM3524.....	53
Figura 20: Topologia do circuito de comando.....	54
Figura 21: Topologia do circuito no ORCAD para 60kHz.....	55
Figura 22: Formas de onda do circuito no ORCAD para 60kHz e 127V.....	56
Figura 23: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 60kHz e 127V.....	57
Figura 24: Topologia do circuito no ORCAD para 80kHz.....	58
Figura 25: Formas de onda do circuito no ORCAD para 80kHz e 127V.....	58
Figura 26: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 80kHz e 127V.....	59
Figura 27: Topologia do circuito no ORCAD para 100kHz.....	60
Figura 28: Formas de onda do circuito no ORCAD para 100kHz e 127V.....	60
Figura 29: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 100kHz e 127V.....	61
Figura 30: Sinal do comando para M_1	64
Figura 31: Sinal do comando para M_2	65
Figura 32: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	66
Figura 33: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	67
Figura 34: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	68
Figura 35: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	69
Figura 36: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	70
Figura 37: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	70
Figura 38: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	71
Figura 39: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	72
Figura 40: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	73
Figura 41: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	73
Figura 42: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	74
Figura 43: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	75
Figura 44: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.....	75
Figura 45: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.....	76

Figura 46: Sinal do comando para M_1 .	77
Figura 47: Sinal do comando para M_2 .	77
Figura 48: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	78
Figura 49: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	79
Figura 50: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	80
Figura 51: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	80
Figura 52: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	81
Figura 53: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	82
Figura 54: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	83
Figura 55: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	83
Figura 56: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	84
Figura 57: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	85
Figura 58: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	86
Figura 59: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	86
Figura 60: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	87
Figura 61: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	88
Figura 62: Sinal do comando para M_1 .	89
Figura 63: Sinal do comando para M_2 .	89
Figura 64: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	90
Figura 65: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	91
Figura 66: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	92
Figura 67: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	92
Figura 68: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	93
Figura 69: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	94
Figura 70: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	95
Figura 71: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	95
Figura 72: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	96
Figura 73: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	97
Figura 76: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.	99
Figura 77: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.	100
Figura 78: Corrente de L_1 no ponto mais alto, 90V (alta frequência).	101
Figura 79: Forma de onda corrente de L_1 próximo ao zero, 90V (alta frequência).	102
Figura 80: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 90V.	103
Figura 81: Corrente de L_1 no ponto mais alto, 110V (alta frequência).	105
Figura 82: Corrente de L_1 próximo ao zero, 110V (alta frequência).	106
Figura 83: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 110V.	107
Figura 84: Forma de onda corrente de L_1 no ponto mais alto, 127V (alta frequência).	109
Figura 85: Forma de onda corrente de L_1 próximo ao zero, 127V (alta frequência).	110
Figura 86: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 127V.	111
Figura 89: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 135V.	115

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_1 (90V - 100kHz)	103
Gráfico 2: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (90V - 100kHz)	104
Gráfico 3: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_1 (110V - 100kHz)	107
Gráfico 4: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (110V - 100kHz)	108
Gráfico 5: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_1 (127V - 100kHz)	111
Gráfico 6: Gráfico da diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (127V - 100kHz)	112
Gráfico 7: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_1 (135V - 100kHz)	114
Gráfico 8: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (135V - 100kHz)	116
Gráfico 9: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 60\text{kHz}$.	117
Gráfico 10: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 80\text{kHz}$	118
Gráfico 11: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 100\text{kHz}$.	119

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1: Valores para os componentes do filtro de entrada	36
Tabela 2: Valores para a escolha dos diodos D_1 e D_2	37
Tabela 3: Valores para a escolha dos transistores $M1$ e $M2$	39
Tabela 4: Valores para a escolha dos diodos $Ds1$, $Ds2$, $Ds3$ e $Ds4$	40
Tabela 5: Capacitor C_o	42
Tabela 6: Capacitores de alimentação do driver	42
Tabela 7: Resistores no Gate e Source do $M1$ e $M2$	43
Tabela 8: Projeto físico dos Indutores.....	45
Tabela 9: Comparação dos valores simulados e calculados	48
Tabela 10: Relação de componentes.....	51
Tabela 11: Legenda para os prints do osciloscópio	65
Tabela 12: Tabela comparativa corrente em L_1 para 90V	102
Tabela 13: Tabela comparativa corrente em L_s para 90V	104
Tabela 14: Tabela comparativa corrente em L_1 para 110V	106
Tabela 15: Tabela comparativa corrente em L_s para 110V.....	108
Tabela 16: Tabela comparativa corrente em L_1 para 127V	110
Tabela 17: Tabela comparativa corrente em L_s para 127V.....	112
Tabela 18: Tabela comparativa corrente em L_1 para 135V	114
Tabela 19: Tabela comparativa corrente em L_s para 135V.....	115
Tabela 20: Medições realizadas para $f_o = 60kHz$	116
Tabela 21: Medições realizadas para $f_o = 80kHz$	118
Tabela 22: Medições realizadas para $f_o = 100kHz$	119

ÍNDICE DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AlGaAs (do inglês *Aluminium gallium arsenide*)

AlGaInP Fosfeto de (do inglês: *Aluminium gallium indium phosphide*)

CA. Corrente alternada. (do inglês: AC - *alternating current*)

CC. Corrente contínua. (do inglês: DC - *direct current*)

EMI. Interferência eletromagnética. (do inglês: *electromagnetic interference*)

FP. Fator de potência.

GaAs. Arsenieto de Gálio.

GaAsP. Fosforeto Arsenieto de Gálio

GaInN. Nitreto de Índio Gálio (do inglês: *gallium indium nitride*)

GaN. Nitreto de Gálio.

GaP:N. Fosfeto de Gálio com concentração de nitrogênio.

GaP. Fosfeto de Gálio.

GE. General Eletric.

IBM. International Business Machines

IEA. Agência Internacional de Eletricidade (do inglês: *International Electricity Agency*)

In. Índio.

InGaN. Nitreto de gálio-índio.

LED. Diodo emissor de luz (do inglês: *Ligh Emitting Diode*)

Mg. Magnésio.

MIT. *Massachusetts Institute Of Technology*

MOSFET. Transistor de Efeito de Campo Metal (do inglês: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

MOVPE. Epitaxia de Fase Vapor de Metalorgânicos (do inglês: *Metalorganic Vapour Phase Epitaxy*)

P. Fósforo (do inglês: *Phosphorus*)

PC. Controle de Potência

PFC. Correção do fator de potência (do inglês: *Power Factor Correction*)

PWM. Modulação de Largura de pulso.

SiC. Carboneto de Silício.

THD. Distorção Harmônica Total (do inglês: *Total Harmonic Distortion*)

ZCS. Anulação de Corrente (do inglês: *zero current switching*)

ZVS. Anulação da Tensão (do inglês: *zero voltage switching*).

Zn. Zinco.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	14
1.2	OBJETIVOS	16
1.2.1	Objetivo Geral	16
1.2.2	Objetivos específicos	16
2	DESENVOLVIMENTO	17
2.1	CONVERSORES DE POTÊNCIA	17
2.2	PROPOSTA	19
2.2.1	Conversor Integrado	19
2.2.2	Comando PWM dos Transistores	20
2.3	MODELAGEM MATEMÁTICA	21
2.3.1	Princípio De Funcionamento Do Conversor	21
2.3.2	Análise Matemática	26
2.4	CÁLCULOS/ESCOLHA DOS DEMAIS COMPONENTES	35
2.4.1	Filtro LC	35
2.4.2	Fator De Potência	36
2.4.3	Diodos D_1 E D_2	36
2.4.4	Transistores (Interruptores) M_1 E M_2	38
2.4.5	Diodos Schottky (D_{s1} , D_{s2} , D_{s3} , D_{s4})	39
2.4.6	Capacitor Na Saída C_o	40
2.4.7	Capacitores Na Alimentação Do Driver	42
2.4.8	Resistores No Gate e Source Do M_1 E M_2	42
2.5	PROJETO FÍSICO	43
2.5.1	Dimensionamento Dos Indutores	43
2.6	ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO	46
2.7	SIMULAÇÃO PARA O COMANDO ASSIMÉTRICO	46
2.7.1	Conversor Com Comando Assimétrico	47
2.8	TOPOLOGIAS UTILIZADAS	50
2.8.1	Lista De Componentes	51
2.8.2	Layout Do Conversor	52
2.8.3	Circuito De Comando Simétrico	53
2.9	SIMULAÇÃO	55
2.9.1	Frequência De Comutação 60kHz	55
2.9.2	Frequência De Comutação 80kHz	57

2.9.3	Frequência De Comutação 100kHz	59
2.10	IMPLEMENTAÇÃO	61
2.10.1	Testes E Resultados Do Projeto	63
2.10.1.1	Projeto frequência de comutação 60khz	64
2.10.1.1.1	Tensão de alimentação 90V	65
2.10.1.1.2	Tensão de alimentação 110V	69
2.10.1.1.3	Tensão de alimentação 127V	72
2.10.1.1.4	Tensão de alimentação 135V	74
2.10.1.2	Projeto frequência de comutação 80kHz.....	76
2.10.1.2.1	Tensão de alimentação 90V	78
2.10.1.2.2	Tensão de alimentação 110V	81
2.10.1.2.3	Tensão de alimentação 127V	84
2.10.1.2.4	Tensão de alimentação 135V	85
2.10.1.3	Projeto frequência de comutação 100kHz.....	88
2.10.1.3.1	Tensão de alimentação 90V	90
2.10.1.3.2	Tensão de alimentação 110V	93
2.10.1.3.3	Tensão de alimentação 127V	96
2.10.1.3.4	Tensão de alimentação 135V	97
2.10.1.4	Correntes nos Indutores para $f_c = 100\text{kHz}$	100
2.11	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS.....	116
2.11.1	Resultado Para $f_c = 60\text{kHz}$	116
2.11.2	Resultado Para $f_c = 80\text{kHz}$	117
3	CONCLUSÃO	121
4	REFERÊNCIAS	123
	APÊNDICE A – Cálculos Análise matemática.....	127
	APÊNDICE B – Cálculos Aproximados.	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE C – Cálculos para os componentes.....	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE D – Cálculos para os indutores.	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE E– 100 primeiras harmônicas para a simulação do assimétrico.....	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE F – 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 60\text{kHz}$.	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE G– 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 80\text{kHz}$.	Erro! Indicador não definido.
	APÊNDICE H – 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 100\text{kHz}$.....	Erro! Indicador não definido.

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

O consumo de energia elétrica vem crescendo consideravelmente nesta última década e tem sido fator de preocupação pelos órgãos governamentais em todo o mundo. Segundo a *International Electricity Agency* – IEA, a demanda de eletricidade tem aumentado tão rapidamente que é provável que cresça mais de dois-terços entre os anos de 2011 e 2035. (ZOHURI, 2016). Nos últimos dois anos, quase metade das fontes primárias de energia foram convertidas em eletricidade. Visto que a maioria dos recursos naturais é não renovável, os impactos ambientais têm aumentado significativamente.

Em aplicações de baixa potência, como em sistemas de iluminação, que atualmente são responsáveis por cerca de 19% de todo o consumo global da energia elétrica (ELEKTRO, 2016), fatores relacionados à qualidade de energia, bem como a conservação da mesma, são cada vez mais necessárias, não somente pelas exigências das normas internacionais que regulamentam os dispositivos utilizados nestes processamentos, mais principalmente devido às necessidades relacionadas à conservação do meio ambiente e conseqüentemente dos recursos naturais. Nestas aplicações, os dispositivos utilizados para processar eletronicamente a energia elétrica (conversores estáticos de energia elétrica) devem apresentar características importantes que contribuam para a conservação de energia, tais como, elevado fator de potência, baixa distorção harmônica total (THD de corrente baixo) na corrente fornecida pela rede elétrica, possibilidade de controle do fluxo luminoso (dimerização), alta eficiência (rendimento elevado - menor desperdício) e longa vida útil do sistema (conversor associado ao dispositivo produtor de luz artificial). Também necessitam ser constituídos por poucos componentes para possibilitar o desenvolvimento de um produto que possam ser adquiridos por todas as classes sociais.

A iluminação de estado sólido aplicando diodos emissores de luz, conhecidos como *Light Emitting Diodes* – LEDs, trouxe e vem apresentando avanços notáveis na indústria de iluminação. Por apresentarem importantes características como elevado índice reprodutor de cor e elevada vida útil, os LEDs vêm substituindo cada vez mais as tradicionais lâmpadas como as fluorescentes e vapor de sódio (ALMEIDA, 2014).

Assim como as lâmpadas tradicionais, os LEDs necessitam de um dispositivo para acioná-los e estabilizar a suas correntes. Em sistemas de iluminação alimentados

diretamente pela rede elétrica, os circuitos (conversores de corrente alternada – CA para corrente contínua – CC) para LEDs, também devem apresentar, além das características citadas anteriormente, *flicker-free* (correntes com ondulações reduzidas), alta intensidade luminosa e possibilidade de entrada universal (sistema alimentado entre 90 e 265 Volts).

Dentro deste contexto, este trabalho propõe a utilização de um conversor estático de energia elétrica de único estágio (entrada e saída integradas), alimentado diretamente pela rede elétrica, para acionar e controlar LEDs de potência. As principais características do conversor proposto são:

- Elevado fator de potência – FP: característica exigida pelas normas internacionais para potências acima de 5 W que reduzem as distorções harmônicas e contribuem para a conservação de energia e consequentemente com a preservação do meio ambiente;
- Baixa distorção harmônica total da corrente de entrada – THDi: característica exigida pelas normas internacionais para potências acima de 25 W que aumenta o fator de potência e o rendimento contribuindo para a conservação de energia e consequentemente com a preservação do meio ambiente;
- Elevado rendimento – η : característica que leva o conversor a operar com baixas perdas de condução e comutação. Assim, a potência de saída se aproxima da potência de entrada contribuindo para a conservação de energia e consequentemente com a preservação do meio ambiente;
- Possibilidade de entrada universal: Característica importante para sistemas que são conectados diretamente à rede elétrica;
- Possibilidade de dimerização: Característica que permite controlar o fluxo luminoso dos LEDs e contribuir para a conservação da energia elétrica consumida;
- Elevada vida útil do sistema: característica importante que evita o descarte precoce do sistema;
- Custo reduzido de produção: característica obtida através da utilização de poucos componentes devido à integração dos estágios de entrada e saída.

Durante a delimitação do tema será apresentada a fundamentação teórica para que o estudo possa ser desenvolvido e quais os objetivos a serem alcançados. Na sequência, será visto um estudo dos conversores integrados e de suas características,

posteriormente é descrita a proposta do conversor tema do trabalho, seguido da análise do funcionamento do conversor, a sua modelagem matemática e os cálculos necessários para se encontrar os valores de todos os componentes eletrônicos que serão utilizados em sua montagem. E por fim a comparação dos resultados obtidos em simulações feitas previamente e com relação ao que era esperado do seu comportamento.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Esse projeto tem como objetivo o estudo e implementação de um conversor Bridgeless Boost PFC integrado, de um estágio, com alto rendimento, correção de fator de potência e controle da potência para o acionamento de lâmpadas LEDs.

1.2.2 Objetivos específicos

Alguns dos objetivos específicos desse projeto são:

- Estudo e análise de todas as referências pesquisadas a respeito de conversores;
- Estudo do funcionamento do conversor integrado proposto;
- Modelagem matemática do conversor com comando assimétrico;
- Implementação do conversor com comando simétrico, para posterior averiguação das equações da modelagem matemática assimétrica, que deve ser válida qualquer valor de razão cíclica.
- Comparação e estudo dos resultados obtidos com os simulados e os teóricos.

2 DESENVOLVIMENTO

2.1 CONVERSORES DE POTÊNCIA

Para o acionamento dos LEDs de potência aplicados em sistemas de iluminação, é necessário que se tenha o controle da corrente que circulará no arranjo feito para lâmpadas de LED, a fim de que essa corrente não venha a interferir nas características de iluminação dos LEDs, uma vez que, o nível do brilho da luz emitida pelos LEDs é proporcional à corrente que circula entre seus terminais e correntes acima dos limites recomendados pelos fabricantes podem diminuir a vida útil. (BOLLOUGH, apud MONTEIRO et al., 2014).

Assim, os LEDs não podem ser conectados diretamente à rede elétrica, pois as tensões e correntes nominais deles são incompatíveis, sendo necessária a utilização de um sistema de acionamento (ou *driver*) a fim de ajustar os valores de tensão e corrente da rede elétrica para os valores nominais desta forma, assegurando segurança e funcionamento adequado das mesmas. (DIAS, 2012) (MONTEIRO et al., 2014). Para se fazer este controle, pode-se usar uma resistência, um regulador linear ou ainda um conversor estático de energia elétrica. Em aplicações com LEDs é usado um conversor que geralmente processa energia operando como uma fonte de corrente constante para a carga.

Cada forma de controle de corrente utilizada será diferente em aspectos de resultados obtidos e qualidade e estabilidade da luz. Existe uma demanda muito grande em relação aos estudos dos *drivers* para melhorar a eficiência da conversão elétrica, aumento de sua vida útil e também da vida útil dos LEDs, redução de custos e implementação de outras funções como proteção para condições anormais, proteção contra surtos, controle da intensidade luminosa e comunicação. (ALMEIDA, 2014)

No caso de alimentações em corrente alternada, também é de interesse o estudo da correção do fator de potência, pois irá ocorrer na conversão de tensão alternada em tensão contínua, problemas com distorção harmônica. (DIAS, 2012). Além disso, existe a questão da filtragem da oscilação de potência instantânea monofásica em 120Hz que também é resultante da conversão de tensão alternada em contínua e impõe um limite mínimo do tamanho dos capacitores, quando a frequência da rede é de 60Hz.

A figura 1 mostra a composição de um *driver* de dois estágios usado para acionar LEDs a partir da rede elétrica. Na figura são mostrados primeiramente o filtro de entrada e a tensão e corrente do circuito sendo retificada e depois é mostrado o estágio de correção do fator de potência - PFC e o estágio de controle de potência - PC. (ALMEIDA, 2014)

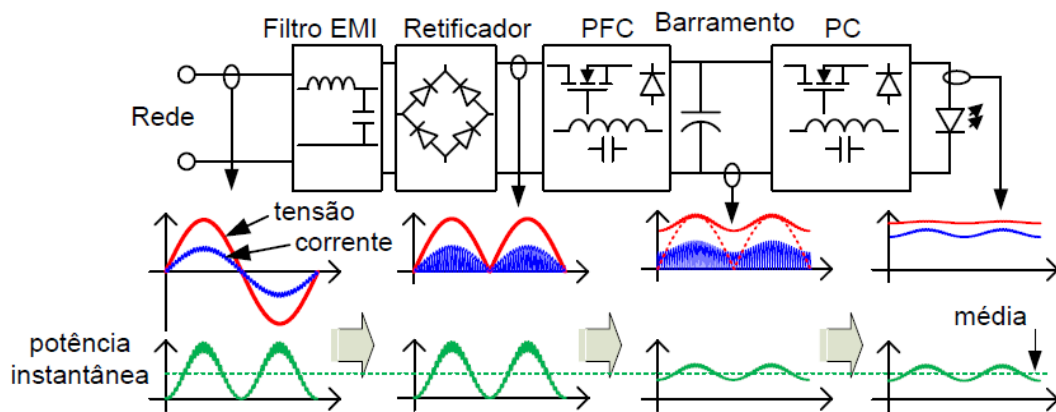


Figura 1: Diagrama de um *driver* de dois estágios para o acionamento de LEDs a partir da rede elétrica, com correção do fator de potência.

Fonte: ALMEIDA, 2014.

Os estágios são ligados através de um barramento CC formado por um capacitor com alto valor responsável pela filtragem e desacoplamento dos estágios em baixa frequência.

O problema da utilização de *drivers* é a sua durabilidade com relação a um sistema de iluminação de estado sólido, por causa de alguns componentes internos com vida útil muito pequena quando comparado a dos LEDs. Isso ocasiona uma falha prematura da lâmpada, que acaba sendo descartada ao invés de consertada. Pode-se dizer que 50% das falhas em drives são ocasionadas por causa de capacitores eletrolíticos (ZHOU et al., apud ALMEIDA, 2014). A vida útil desses capacitores varia de fabricante para fabricante e também depende da sua temperatura de operação, neste caso ela pode ser alta suficiente para reduzir de forma considerável a sua vida útil. A dependência da temperatura acontece porque quanto maior a temperatura no núcleo maior é a tendência de vazamento ou evaporação do eletrólito líquido do capacitor. Esses capacitores também possuem um modo contra falhas não seguro, o que acaba resultando em um curto circuito e em acúmulo de hidrogênio ocasionando eventualmente o rompimento de mesmo e levando ao vazamento do líquido eletrolítico. Quando esse líquido vaza ele pode danificar o circuito de potência da placa e causar a falha total de seu funcionamento (ARORA et al., apud ALMEIDA, 2014).

Outro acontecimento comum nesse tipo de capacitores é o aumento da resistência de série equivalente por causa do seu processo de envelhecimento que induz o auto aquecimento do núcleo e pode reduzir ainda mais a sua vida útil. Assim pode-se dizer que o fim da sua vida útil pode ocorrer: em 30% dos casos por perda do eletrólito, 10% dos casos por decréscimo na capacitância inicial e 75% dos casos ocorrem por causa do aumento da resistência de série equivalente. Chegando ao valor de vida útil de aproximadamente 20.000 horas operando com uma temperatura de nível de aproximadamente 95° Celsius (STEVENS et al. apud ALMEIDA, 2014). O seu uso ainda pode ser visto de forma positiva se, para compensar os seus problemas eles forem superdimensionados de forma que consigam acompanhar a vida útil do LED, o que não é a melhor solução. Então neste caso deve-se usar um capacitor de poliéster ou polipropileno que é mais resistente ao aquecimento, tem uma vida útil longa podendo atingir 200 mil horas e um modo contra falhas mais seguro chamado de falha suave onde o capacitor não irá entrar em curto caso aja algum problema. Eles também são conhecidos por uma característica chamada de auto reparação, que aparece em casos de ruptura do dielétrico por causa de alguma anomalia como surtos de corrente ou sobretensão. Assim o ponto de falha fica isolado pela vaporização das superfícies metalizadas em sua volta (SARJEANT et al., 1998; BUIATTI et al., apud ALMEIDA, 2014).

2.2 PROPOSTA

2.2.1 Conversor Integrado

A proposta do trabalho é o estudo de um conversor integrado com correção de fator de potência formado por dois diodos ao invés de quatro, geralmente chamada de “bridgeless” e que compartilha da mesma célula de comutação do tipo *half-bridge*. Esta topologia visa reduzir o número de semicondutores no caminho de circulação da corrente de entrada para que as perdas por condução sejam reduzidas, aumentando assim eficiência do circuito.

Para garantir uma corrente contínua nos LEDs, um conjunto de diodos formadores da ponte completa na saída do estágio inversor também é utilizado. A topologia bridgeless deste trabalho é baseada no conversor boost convencional, então têm-se um conversor Bridgeless Boost PFC Totem-Pole com ponte retificadora na saída, mostrado na figura 2, que é bidirecional em corrente e unidirecional em tensão.

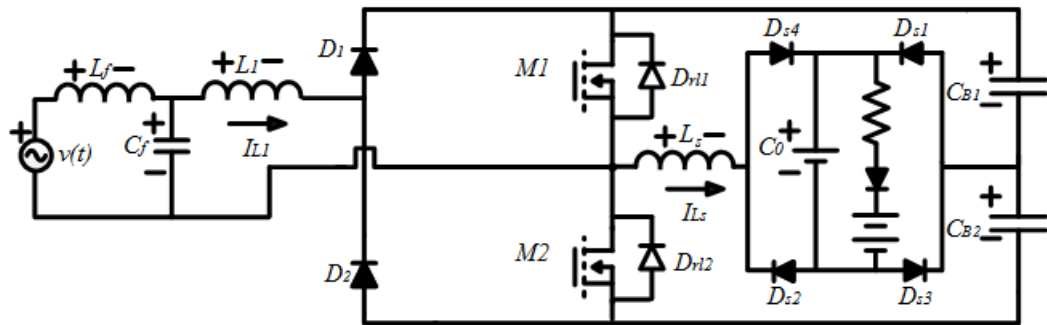


Figura 2: Conversor bridgeless integrado

Fonte: Autoria Própria

Quanto as melhorias de eficiência desse conversor com relação ao boost convencional elas são predominantemente limitadas pela resistência nos MOSFETs. O cálculo da eficiência, porém leva em conta as perdas por comutação nos interruptores, nos diodos, na ponte retificadora, nos indutores, no filtro de entrada, nos capacitores de saída, nas perdas de *gate-drive* e as perdas nos núcleos dos indutores, mas a eficiência do retificador Bridgeless PFC Boost Totem-Pole é maior do que a de um boost convencional. (HUBER apud ALMEIDA,2014).

A maior vantagem da utilização de conversores integrados com um único estágio de conversão de potência a partir da associação de transistores é a redução de componentes usados no circuito, que gera uma redução de perdas por condução e também um custo mais baixo de implementação. Uma segunda vantagem é que nessa associação existe naturalmente um processo de redução de perdas semelhante a comutação suave ou comutação não dissipativa.

2.2.2 Comando PWM dos Transistores

Em topologias que se utilizam do inversor meia onda, existem duas maneiras de se comandar os interruptores. O comando simétrico que é caracterizado com uma razão cíclica de 50% e o comando assimétrico que é caracterizado com uma razão cíclica complementar. O conversor bridgeless boost PFC se comporta como um PFC boost convencional para cada meio ciclo da rede, podendo-se projetá-lo de maneira que no semi-ciclo positivo da rede o interruptor M_1 atue como um interruptor controlado enquanto o M_2 atue como retificador síncrono sendo que a situação se inverte no semi-ciclo negativo. (ALMEIDA,2014). Assim para uma razão cíclica “d” é preciso que sejam

aplicadas as razões cíclicas d em M_1 e $(1 - d)$ em M_2 durante o semi-ciclo positivo e o inverso durante o semi-ciclo negativo.

Sendo também que indutor boost L_1 opera em DCM dentro de todo o semi-ciclo da rede, então a corrente i_1 sempre se torna nula antes do término do período de chaveamento.

Na modulação simétrica, algumas limitações ocorrem devido ao comando constante, pois a única variável disponível a ser alterada passa a ser a frequência.

Para este projeto será utilizada a modulação assimétrica para execução da modelagem matemática, mas para a implementação do projeto será utilizada a modulação simétrica, pois as equações encontradas devem ser válidas para todos os valores de razão cíclicas possíveis.

Agora com o conversor a ser estudado e sua modulação definidos é possível começar a análise do circuito e sua modelagem matemática.

2.3 MODELAGEM MATEMÁTICA

2.3.1 Princípio De Funcionamento Do Conversor

Nas figuras 3 à 8 serão descritas as etapas de funcionamento do conversor quando ligado à rede elétrica, sendo assim foi levado em consideração o ciclo positivo da rede pois o ciclo negativo será um espelhamento do primeiro. É considerado que os interruptores têm ciclos de comando complementares e defasados em 180° e que as transições de comutação dos MOSFETs e diodos são instantâneas para melhor análise.

Primeira etapa (t_0 - t_1): Antes dessa etapa M_2 estava conduzindo e L_s estava descarregado. Em t_0 , M_1 começa a conduzir e M_2 é comandado a abrir, sendo que a corrente passa através do diodo de roda-livre de M_1 . A fonte de entrada (rede elétrica) irá fornecer energia para L_f , C_f , L_1 e D_1 , C_{B1} e L_s . Assim os indutores L_1 e L_s estão carregando e a corrente de L_s flui pelo diodo de roda livre D_{r1} , e também por C_{B1} e pela ponte retificadora (D_{s1} e D_{s2}).

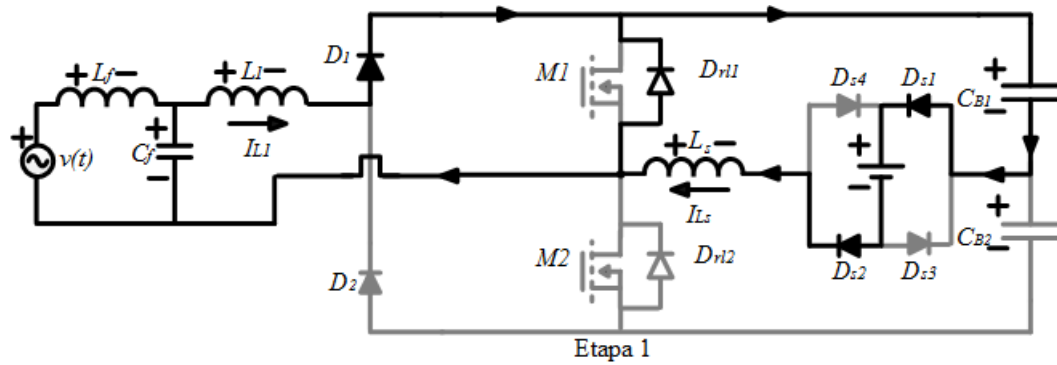


Figura 3: Primeira etapa de operação.

Fonte: Autoria Própria.

Assim têm-se as seguintes equações que descrevem esta etapa:

$$I_{L1}(t_0) = 0 \quad (1)$$

$$I_{L1}(t_1) = I_{L1.1} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} V_{L1}(\Delta t_1) &= V_{Ls} + V_{in} - V_0 - V_{CB1} = V_{CB1} + V_0 + V_{in} - V_0 - V_{CB1} \\ &= V_{in} \end{aligned} \quad (3)$$

$$I_{Ls}(t_0) = I_{Ls1} \quad (4)$$

$$I_{Ls}(t_1) = 0 \quad (5)$$

$$V_{Ls}(\Delta t_1) = V_{CB1} + V_0 \quad (6)$$

$$V_{CB1} + V_{CB2} = 2 \cdot V_b \quad (7)$$

Segunda etapa (t_1 - t_2): Nesta etapa, mostrada na figura 4, quando a corrente I_{Ls} atinge o zero (invertendo o sentido), a corrente passa a circular pelo canal M_1 , passando por ele as correntes I_{L1} e I_{Ls} . E C_{B1} está completamente carregado e começa a fornecer energia, passando a alimentar os LEDs. O indutor L_1 continua a ser alimentado até sua corrente chegar ao seu pico, assim como L_s .

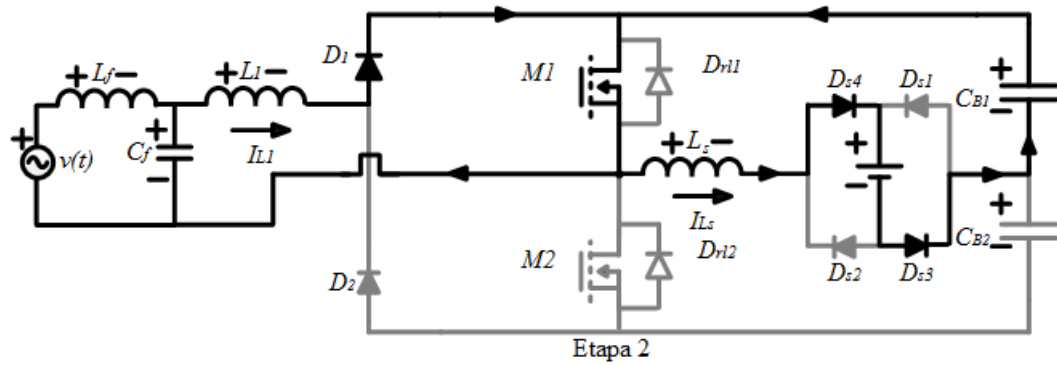


Figura 4: Segunda etapa de operação.

Fonte: Autoria Própria.

$$I_{L1}(t_1) = I_{L1.1} \quad (8)$$

$$I_{L1}(t_2) = I_{L1.3} \quad (9)$$

$$V_{L1}(\Delta t_2) = V_{in} \quad (10)$$

$$I_{Ls}(t_1) = 0 \quad (11)$$

$$I_{Ls}(t_2) = I_{Ls3} \quad (12)$$

$$V_{Ls}(\Delta t_2) = V_{CB1} - V_0 \quad (13)$$

Terceira etapa (t_2 - t_3): Na terceira etapa, (figura 5) M_1 para de conduzir e M_2 é comandado a fechar, assim o diodo de roda livre D_{r12} conduz. A corrente que passa por ele é a junção das correntes que passam por L_1 e L_s . E a energia que estava armazenada a partir dos estágios anteriores em L_1 é transferida a C_{B1} e C_{B2} através de D_1 . L_s também está descarregando e irá fornecer energia para C_{B2} e para os LEDs. Está etapa é finalizada quando a corrente I_{Ls} chegar no zero e inverter-se.

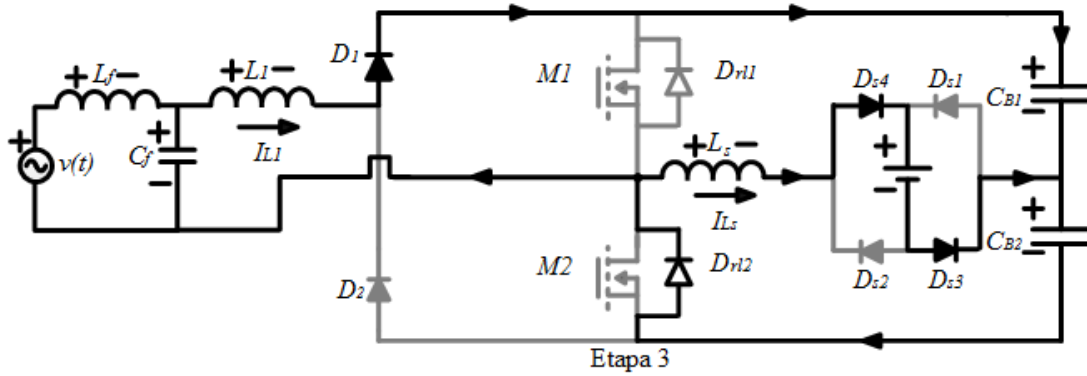


Figura 5: Terceira etapa de operação.

Fonte: Autoria Própria.

$$I_{L1}(t_2) = I_{L1.3} \quad (14)$$

$$I_{L1}(t_3) = I_{L1.2} \quad (15)$$

$$V_{L1}(\Delta t_3) = V_{in} - V_{CB1} - V_{CB2} \quad (16)$$

$$I_{Ls}(t_2) = I_{Ls3} \quad (17)$$

$$I_{Ls}(t_3) = 0 \quad (18)$$

$$V_{Ls}(\Delta t_3) = -(V_{CB2} + V_0) \quad (19)$$

Quarta etapa (t_3-t_4): Como pode ser observado na figura 6 a corrente começa a circular pelo canal M_2 . Assim como na etapa anterior, através de D_1 , o indutor L_1 continua a descarregar a energia armazenada, para o barramento e sua corrente chega ao zero. O indutor L_s está descarregando e os capacitores do barramento estão alimentando os LEDs.

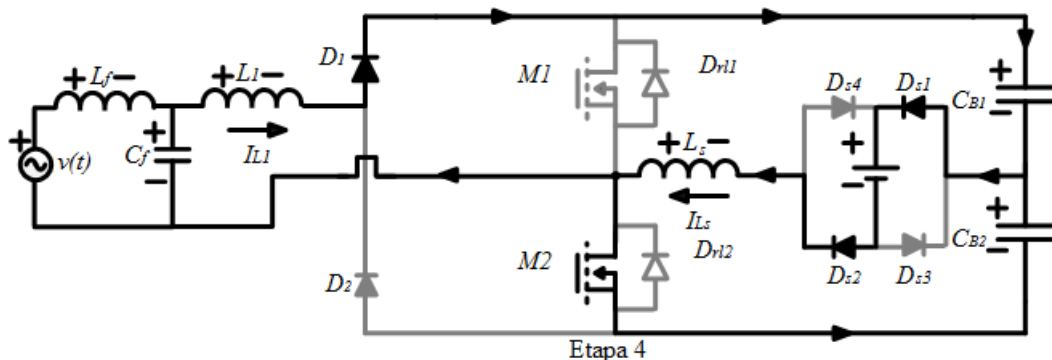


Figura 6: Quarta etapa de operação.

Fonte: Autoria Própria.

$$I_{L1}(t_3) = I_{L1.2} \quad (20)$$

$$I_{L1}(t_4) = 0 \quad (21)$$

$$V_{L1}(\Delta t_4) = V_{in} - V_{CB1} - V_{CB2} \quad (22)$$

$$I_{Ls}(t_3) = 0 \quad (23)$$

$$I_{Ls}(t_4) = I_{Ls2} \quad (24)$$

$$V_{Ls}(\Delta t_4) = -V_{CB2} + V_0 \quad (25)$$

Quinta etapa (t_4 - t_5): Como mostra a figura 7, haverá uma única corrente circulando pelo circuito, pois L_1 está completamente descarregado ($I_{L1} = 0$ durante esta etapa) e D_1 , M_1 e D_{r1} estão bloqueados. L_s ainda está descarregando e C_{B2} alimenta os LEDs. Quando M_2 parar de conduzir e M_1 for disparado esta etapa acaba e volta para a primeira etapa.

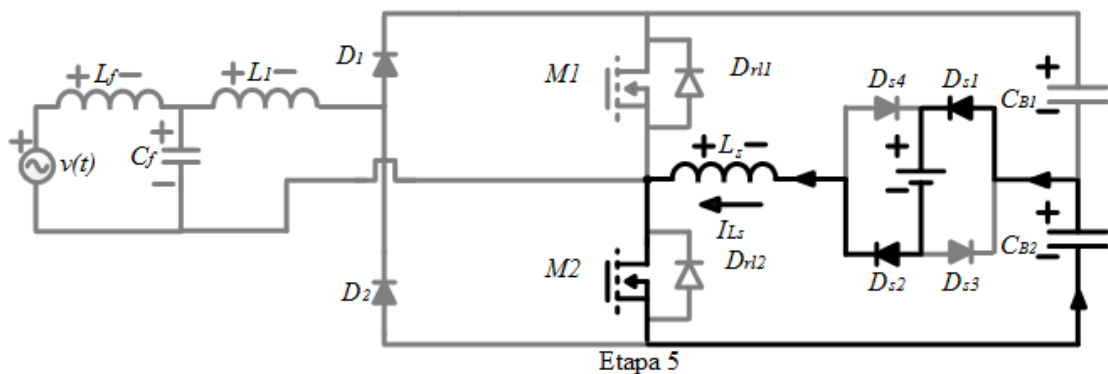


Figura 7: Quinta etapa de operação.

Fonte: Autoria Própria.

$$I_{L1}(t_4) = 0 \quad (26)$$

$$I_{L1}(t_5) = 0 \quad (27)$$

$$V_{L1}(\Delta t_5) = 0 \quad (28)$$

$$I_{Ls}(t_4) = I_{Ls2} \quad (29)$$

$$I_{Ls}(t_5) = I_{Ls1} \quad (30)$$

$$V_{Ls}(\Delta t_5) = V_{Ls}(\Delta t_4) = -V_{CB2} + V_0 \quad (31)$$

A partir dessas etapas é possível representar as principais formas de onda de corrente e tensão, como é possível ver na figura 8:

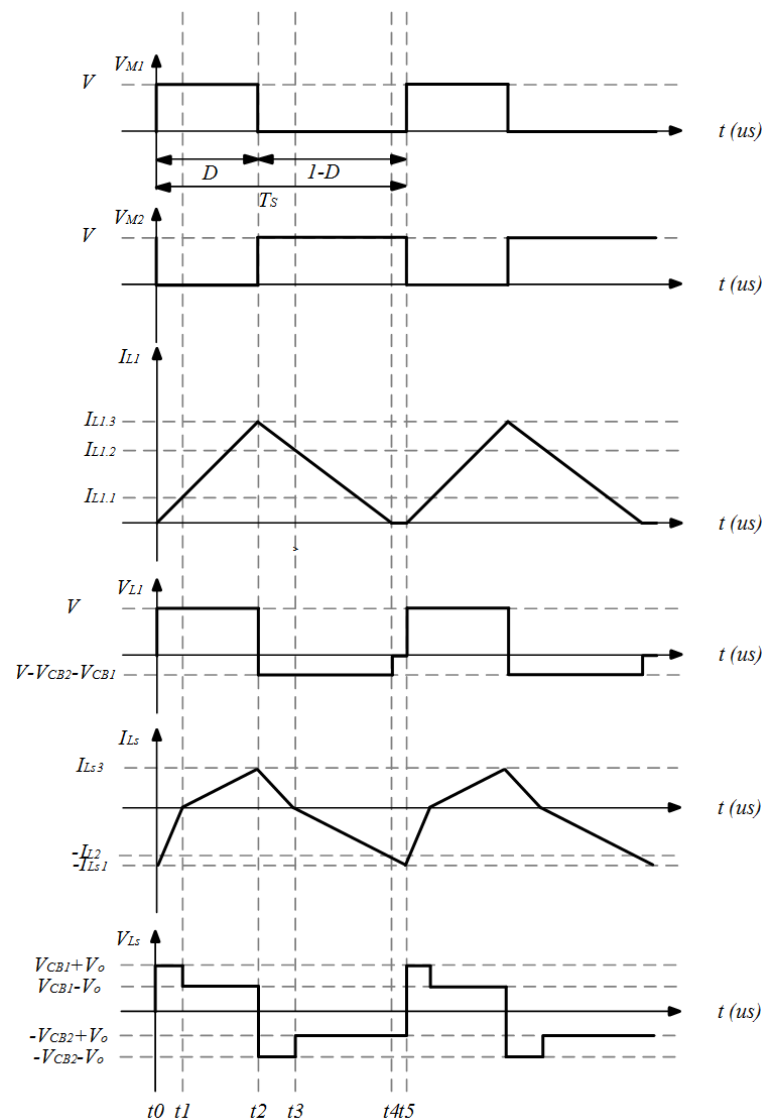


Figura 8: Formas de onda de corrente e tensão teóricas.

Fonte: Autoria Própria.

2.3.2 Análise Matemática

Agora será feita a análise matemática de todas as etapas de condução apresentadas no item anterior e serão então encontradas as equações básicas necessárias para através de ferramentas computacionais determinarmos os componentes que serão utilizados no projeto.

Primeiro considera-se para a realização dos cálculos que:

$$V_{CB1} = V_{CB2} = V_b \quad (32)$$

No primeiro estágio de operação têm-se que:

$$i_{L1}(t) = \frac{[V(t)]}{L_1} \cdot t \quad (33)$$

$$i_{L1}(t_1) = i_{L1.1} = \frac{[V(t)]}{L_1} \cdot t_1 \quad (34)$$

$$i_{Ls}(t) = -i_{Ls1} + \frac{[V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t = 0 \quad (35)$$

$$i_{Ls}(t_1) = -i_{Ls1} + \frac{[V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t_1 = 0 \quad (36)$$

No segundo estágio de operação têm-se que:

$$i_{L1}(t) = i_{L1.3} = \frac{[V(t)]}{L_1} \cdot t + i_{L1.1} \quad (37)$$

$$i_{L1}(t_2) = i_{L1.3} = \frac{[V(t)]}{L_1} \cdot t_2 + i_{L1.1} \quad (38)$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls3} = \frac{[V_b(t) - V_0(t)]}{L_s} \cdot t \quad (39)$$

$$i_{Ls}(t_2) = i_{Ls3} = \frac{[V_b(t) - V_0(t)]}{L_s} \cdot t_2 \quad (40)$$

No terceiro estágio de operação têm-se que:

$$i_{L1}(t) = i_{L1.2} = + \frac{[-2V_b(t) + V(t)]}{L_1} \cdot t + i_{L1.3} \quad (41)$$

$$i_{L1}(t_3) = i_{L1.2} = + \frac{[-2V_b(t) + V(t)]}{L_1} \cdot t_3 + i_{L1.3} \quad (42)$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls3} - \frac{[V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t = 0 \quad (43)$$

$$i_{Ls}(t_3) = i_{Ls3} - \frac{[V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t_3 = 0 \quad (44)$$

No quarto estágio de operação têm-se que:

$$i_{L1}(t) = + \frac{[-2V_b(t) + V(t)]}{L_1} \cdot t + i_{L1.2} = 0 \quad (45)$$

$$i_{L1}(t_4) = + \frac{[-2V_b(t) + V(t)]}{L_1} \cdot t_4 + i_{L1.2} = 0 \quad (46)$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls2} = - \frac{[-V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t \quad (47)$$

$$i_{Ls}(t_4) = i_{Ls2} = - \frac{[-V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t_4 \quad (48)$$

No quinto estágio de operação têm-se que:

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls1} = - \frac{[-V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t + i_{Ls2} \quad (49)$$

$$i_{Ls}(t_5) = i_{Ls1} = - \frac{[-V_b(t) + V_0(t)]}{L_s} \cdot t_5 + i_{Ls2} \quad (50)$$

As equações encontradas anteriormente, neste tópico, serão utilizadas para formar o sistema a ser resolvido junto com as equações a seguir:

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 = T_s \quad (51)$$

$$t_1 + t_2 = D \cdot T_s \quad (52)$$

$$t_3 + t_4 + t_5 = (1 - D) \cdot T_s \quad (53)$$

$$v(t) = V_p \cdot \sin(\omega t) \quad (54)$$

Foi utilizado uma ferramenta computacional para a resolução do sistema encontrando as seguintes equações:

$$i_{L1.1} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{T_s \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 - 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b \cdot V_o \cdot L_1} \quad (55)$$

$$i_{L1.2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{V_b \cdot V_o \cdot L_1} \cdot (T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - 4 \cdot d \cdot V_b^3 + 4 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_o - V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b^3 - 4 \cdot V_b^2 \cdot V_o + 2 \cdot V_o^2 \cdot V_b) \quad (56)$$

$$i_{L1.3} = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot d \cdot T_s}{L_1} \quad (57)$$

$$i_{Ls1} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{V_b \cdot V_o \cdot L_s} \cdot (T_s (2 \cdot d \cdot V_b^3 - 2 \cdot d \cdot V_o^2 \cdot V_b - V_b^3 - V_b^2 \cdot V_o + V_o^2 \cdot V_b + V_o^3)) \quad (58)$$

$$i_{Ls2} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{L_s (V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b) \cdot V_b \cdot V_o} \cdot ((V_b - V_o) \cdot T_s (2 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - 4 \cdot d \cdot V_b^3 + 4 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_o - V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b^3 - 4 \cdot V_b^2 \cdot V_o + 2 \cdot V_o^2 \cdot V_b)) \quad (59)$$

$$i_{Ls3} = \frac{1}{4} \cdot \frac{(V_b - V_o) \cdot T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b \cdot V_o \cdot L_s} \quad (60)$$

$$\Delta t_1 = -\frac{1}{4} \cdot \frac{T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b \cdot V_o} \quad (61)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b \cdot V_o} \quad (62)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{4} \cdot \frac{T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 + 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o - V_b^2 + 2 \cdot V_b \cdot V_o - V_o^2)}{V_b \cdot V_o} \quad (63)$$

$$\Delta t_4 = -\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{(V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b) \cdot V_b \cdot V_o} (T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t)$$

$$+ 2 \cdot d \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - 4 \cdot d \cdot V_b^3 + 4 \cdot d \cdot V_b^2 \cdot V_o - V_b^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b^3 - 4 \cdot V_b^2 + + 2 \cdot V_o^2 \cdot V_b)$$

$$\Delta t_5 = \frac{T_s \cdot (2 \cdot d \cdot V_b + V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b)}{V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b} \quad (65)$$

Foi então dado início aos cálculos para calcular os componentes começando pelos capacitores C_{B1} e C_{B2} .

Pode-se observar nas figuras (5 a 9) das etapas de funcionamento, do conversor, que a corrente passa por esse capacitor (C_{B2}) em três intervalos de tempo (Δt_3 , Δt_4 e Δt_5), assim observando as formas de ondas das correntes I_{Ls} e I_{L1} , na figura 10, para esses intervalos obtém-se a equação (66).

$$I_{CB2} = \frac{(I_{L1.3} - I_{Ls1}) \cdot \Delta t_4 + (I_{L1.3} + I_{Ls3}) \cdot \Delta t_3 - I_{Ls1} \cdot \Delta t_5}{2 \cdot T_s} \quad (66)$$

Resolvendo a equação (66) tem-se:

$$I_{CB2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot V_b^2 \cdot (V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b)} ((d^2 \cdot V_b^2 \cdot \sin(\omega t))^2$$

$$\cdot L_s \cdot V_o \cdot V_b^2 + \frac{1}{2} ((d^2 - 2 \cdot d + \frac{3}{4}) \cdot V_b^2 + \frac{1}{4} \cdot V_o^2) \cdot (V_b$$

$$+ V_o) \cdot L_1 \cdot V_p \cdot (V_b - V_o) \cdot \sin(\omega t) - ((d^2 - 2 \cdot d + \frac{3}{4})$$

$$\cdot V_b^2 + \frac{1}{4} \cdot V_o^2) \cdot (V_b + V_o) \cdot L_1 \cdot (V_b - V_o) \cdot V_b) \cdot T_s \quad (67)$$

E observando as figuras (5 a 9) das etapas de funcionamento, do conversor, a corrente passa pelo capacitor C_{B1} em quatro intervalos de tempo (Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 e Δt_4), assim observando as formas de ondas das correntes I_{Ls} e I_{L1} , na figura 10, para esses intervalos obtém-se a equação (68).

$$I_{CB1} = \frac{(I_{L1.3} - I_{Ls1}) \cdot \Delta t_1 + (I_{L1.3} + I_{Ls3}) \cdot \Delta t_2 + (I_{L1.3} + I_{Ls3}) \cdot \Delta t_3 + (I_{L1.3} - I_{Ls1}) \cdot \Delta t_4}{2 \cdot T_s} \quad (68)$$

Resolvendo a equação (68) tem-se:

$$I_{CB1} = -\frac{1}{V_b \cdot L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot (V_p \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_b)} \left(\left(-\frac{1}{4} \cdot L_1 \cdot \left(d - \frac{1}{2} \right) \cdot V_b^3 + V_o \right. \right. \quad (69)$$

$$\cdot \left(d^2 \cdot L_s - \frac{1}{8} \cdot L_1 \right) \cdot V_b^2 + \frac{1}{4} \cdot L_1 \cdot \left(d - \frac{1}{2} \right) \cdot V_o^2 \cdot V_b + \frac{1}{8} \cdot L_1 \cdot V_o^3$$

$$\cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot (V_b + V_o) \cdot L_1 \cdot (V_b - V_o) \cdot \left(d^2 + \frac{1}{2} \cdot d - \frac{1}{2} \right)$$

$$\cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_o \cdot (d - 1) \cdot V_b \cdot T_s$$

Assim para achar a equação da corrente total e assim isolar as variáveis e encontrar os valores dos componentes têm-se as equações (70) e (71):

$$I_{CB1Total} = I_{CB1(posit)} + I_{CB1(negat)} \quad (70)$$

$$I_{CB2Total} = I_{CB2(posit)} + I_{CB2(negat)} \quad (71)$$

Sendo:

$$I_{CB1(negat)} = I_{CB2(posit)} \quad (72)$$

$$I_{CB2(negat)} = I_{CB1(posit)} \quad (73)$$

Devido aos ciclos negativo e positivo da rede elétrica.

Então tem-se:

$$\begin{aligned}
I_{CB1Total} = & \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{V_b \cdot L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot (-V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot V_b)} \left((8 \cdot d^2 \cdot L_s \cdot V_b^2 \right. \\
& \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(x) + 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 - 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 - 2 \cdot d \\
& \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot d \cdot L_1 \\
& \cdot V_b^4 - 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o - 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 + 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b \\
& \cdot V_o^3 + L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) - L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(x) - L_1 \cdot V_b \\
& \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) + L_1 \cdot V_o^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) - 2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 + 2 \cdot V_b^3 \\
& \cdot V_o \cdot L_1 + 2 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot L_1 - 2 \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^3) \cdot T_s) dx \\
& + \int_\pi^{2\pi} \left\{ -\frac{1}{16} \cdot \frac{1}{L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot V_b^2 \cdot (-V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot V_b)} \right. \\
& \cdot [(-8 \cdot d^2 \cdot V_b^2 \cdot \sin(\omega t)^2 \cdot L_s \cdot V_o \cdot V_b^2 - 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \\
& \cdot \sin(\omega t) + 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 8 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^5 \\
& * -8 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 + 8 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) - 8 \cdot d \cdot L_1 \\
& \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot V_b^2 - 16 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^5 + 16 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 \\
& - 3 \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + L_1 \\
& \cdot V_b^4 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + 6 \cdot L_1 \cdot V_b^5 - 4 \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 - 2 \cdot L_1 \cdot V_b \\
& \cdot V_o^4) \cdot T_s] \} dx
\end{aligned} \tag{74}$$

$$\begin{aligned}
I_{CB2Total} = & \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left\{ -\frac{1}{16} \cdot \frac{1}{L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot V_b^2 \cdot (-V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot V_b)} \right. \\
& \cdot [(-8 \cdot d^2 \cdot V_b^2 \cdot \sin(x)^2 \cdot L_s \cdot V_o \cdot V_b^2 - 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \\
& \cdot \sin(x) + 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) + 8 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^5 - 8 \\
& \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 + 8 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \cdot \sin(x) - 8 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_o^2 \\
& \cdot V_p \cdot \sin(x) \cdot V_b^2 - 16 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^5 + 16 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 - 3 \\
& \cdot L_1 \cdot V_b^4 \cdot V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) + L_1 \cdot V_b^4 \\
& \cdot V_p \cdot \sin(x) + 6 \cdot L_1 \cdot V_b^5 - 4 \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o^2 - 2 \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^4) \\
& \cdot T_s] \} dx \\
& + \int_{\pi}^{2\pi} \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{V_b \cdot L_s \cdot L_1 \cdot V_o \cdot (-V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot V_b)} ((8 \cdot d^2 \cdot L_s \\
& \cdot V_b^2 \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(x) + 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 - 4 \cdot d^2 \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \\
& - 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) + 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) \\
& + 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^4 - 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_o - 2 \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 + 2 \\
& \cdot d \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^3 + L_1 \cdot V_b^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) - L_1 \cdot V_b^2 \cdot V_o \cdot V_p \cdot \sin(x) \\
& - L_1 \cdot V_b \cdot V_o^2 \cdot V_p \cdot \sin(x) + L_1 \cdot V_o^3 \cdot V_p \cdot \sin(x) - 2 \cdot L_1 \cdot V_b^4 \\
& + 2 \cdot V_b^3 \cdot V_o \cdot L_1 + 2 \cdot V_b^2 \cdot V_o^2 \cdot L_1 - 2 \cdot L_1 \cdot V_b \cdot V_o^3) \cdot T_s) dx
\end{aligned} \tag{75}$$

A resolução das equações (74) e (75) pode ser vista no apêndice A.

Levando em consideração a complexidade dos cálculos seguintes e para que se desse início ao dimensionamento dos componentes, optou-se por uma solução aproximada do conversor.

A primeira aproximação é para o cálculo de L_s . A aproximação feita aqui é considerar Δt_4 e Δt_5 como um único Δt , ficando assim com 4 tempos ao invés de cinco (figura 9).

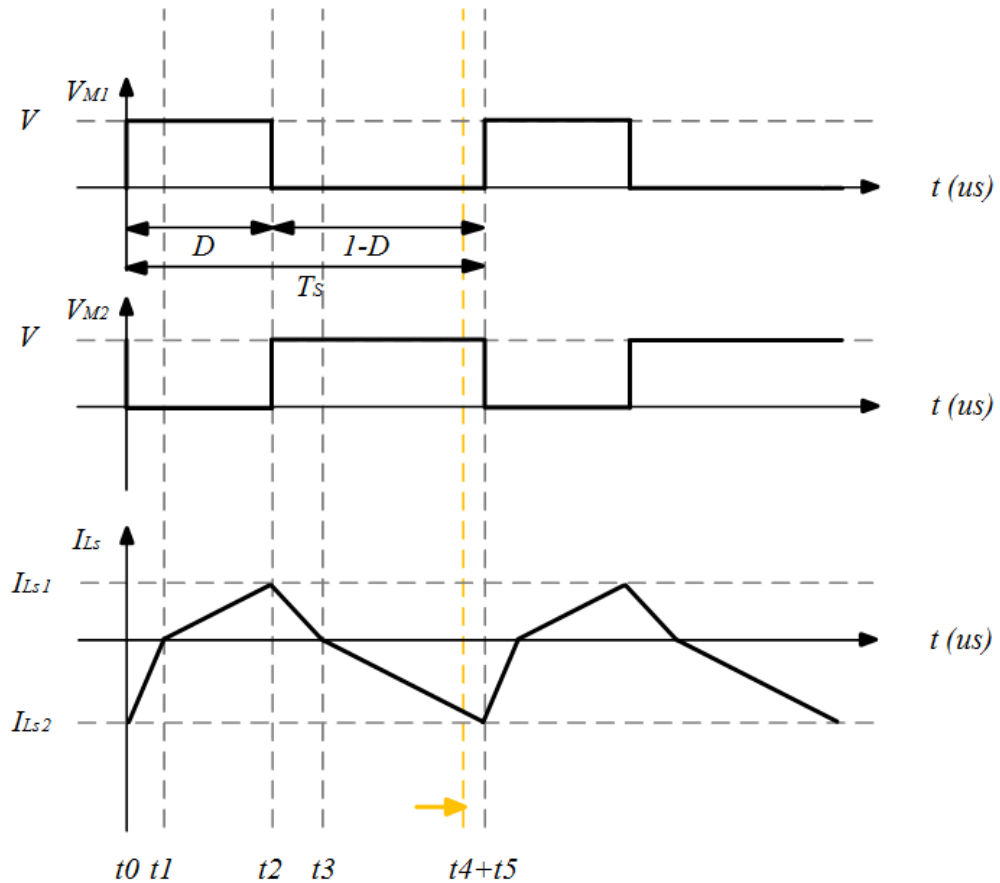


Figura 9: Formas de onda para cálculo aproximado.

Fonte: Autoria Própria.

Através da análise de malhas e levando em consideração a corrente I_{Ls} apenas, tem-se:

$$I_{Ls2} - \frac{(V_b + V_o) \cdot t_1}{L_s} = 0 \quad (76)$$

$$I_{Ls1} - \frac{(V_b - V_o) \cdot t_2}{L_s} = 0 \quad (77)$$

$$I_{Ls1} - \frac{(V_b + V_o) \cdot t_3}{L_s} = 0 \quad (78)$$

$$I_{Ls2} - \frac{(V_b - V_o) \cdot t_4}{L_s} = 0 \quad (79)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = d \cdot T_s \quad (80)$$

$$\Delta t_4 + \Delta t_3 = (1 - d) \cdot T_s \quad (81)$$

Para calcular a corrente média têm-se as equações (82), (83) e (84):

$$I_{o1} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Ls1} \cdot \Delta t_3}{T_s} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Ls1} \cdot \Delta t_2}{T_s} = 0 \quad (82)$$

$$I_{o2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Ls2} \cdot t\Delta_1}{T_s} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Ls2} \cdot \Delta t_4}{T_s} = 0 \quad (83)$$

$$I_{o1} + I_{o2} = I_o \quad (84)$$

Resolvendo o sistema encontra-se a equação (85) para encontrar o valor para L_s .

$$L_s = \frac{1}{8} \cdot \frac{T_s \cdot (4 \cdot V_b^2 \cdot d^2 - 4 \cdot V_b^2 \cdot d + V_b^2 + V_o^2) \cdot (V_b^2 - V_o^2)}{V_b \cdot V_o^2 \cdot I_o} \quad (85)$$

Para encontrar o capacitor C_b foi feita uma modificação da equação básica de um retificador com dobrador de tensão, encontrada no Barbi, 2000, pois é semelhante ao da proposta.

$$C_b = \frac{V_o \cdot I_o}{f_{rede} \cdot \eta \cdot (V_b + 0,05 \cdot V_b)^2 - (V_b - 0,05 \cdot V_b)^2 \cdot f_{rede} \cdot \eta} \quad (86)$$

A equação (87) para L_1 é oriunda da equação para o projeto de um indutor do bridgeless boost PFC, encontrada em Almeida (2014) com algumas modificações.

$$L_1 = \frac{d^2 \cdot V_p^2 \cdot V_b \cdot \eta \cdot T_s}{2 \cdot V_o \cdot I_o \cdot (2 \cdot V_b - V_p)} \quad (87)$$

A resolução das equações aproximadas pode ser observada no apêndice B.

2.4 CÁLCULOS/ESCOLHA DOS DEMAIS COMPONENTES

Neste item será apresentado os cálculos para os demais componentes do conversor. O cálculo desses componentes pode ser observado no apêndice C.

2.4.1 Filtro LC

Para o cálculo dos elementos do filtro passivo de entrada, denominação essa que se deve ao fato de que o indutor L_f e o capacitor C_f são componentes passivos, ou seja, armazenam energia, é usada a equação (88) que é uma equação básica da frequência de corte, para este tipo de filtro.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (88)$$

A tabela 1 exibe os valores que foram calculados para o projeto para uma frequência de corte de 10kHz:

Tabela 1: Valores para os componentes do filtro de entrada.

Filtro	Valores calculados
Frequência de corte (f_c)	10kHz
Indutor do filtro (L_f)	2,5mH
Capacitor do filtro (C_f)	100nF

Fonte: Autoria Própria.

2.4.2 Fator De Potência

Segundo Fonseca (2014) e Dums (2005) para o cálculo do fator de potência, se desconsiderada a ondulação da corrente de entrada no dobro da frequência de comutação o fator de potência é unitário, ou seja, não existe defasagem entre a tensão e a corrente, nem distorção harmônica da corrente obtém-se a equação (89).

$$FP = \frac{\frac{P_{out}}{\eta}}{V_{RMS_in} \cdot \frac{2 \cdot P_{out}}{\eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_p}} = 1 \quad (89)$$

Onde:

P_{OUT} é a potência de saída

V_{RMS_in} é a tensão rms de entrada

η é o rendimento

2.4.3 Diodos D_1 E D_2

Para os diodos D_1 e D_2 foram escolhidos *fast rectifiers diodes* que convertem corrente alternada (AC) em corrente contínua (DC) e que só permitem o fluxo

unidirecional de elétrons. Eles possuem um tempo de recuperação reversa muito baixo, perdas de comutação muito baixas e comutação de desligamento de baixo ruído. Os diodos retificadores rápidos de alta tensão são ideais para uso em fontes de alimentação de comutação de todos os tipos, apresentam velocidades de comutação rápidas juntamente com eficiência melhorada e perda reduzida.

Para fazer a escolha correta desse componente foi levado em consideração a tensão máxima que teria de ser suportada, a corrente de pico e a corrente média que a que estão sujeitos. Assim analisando para D_1 nas etapas de operação mostradas nas figuras 5 a 10 pode ser visto que para o pior caso a tensão sobre eles seria a tensão no barramento V_{2b} e que a corrente que passa por ele, por quatro etapas de funcionamento (0 a t_4), está diretamente relacionada a do indutor L_1 . Foi então utilizada as equações (90) a (93) para escolhê-los:

$$V_{D_1(max)} = V_{2b} \quad (90)$$

$$I_{D_1(pico)} = I_{L_{1,3}} \quad (91)$$

$$I_{D_1(med)} = I_{D_2(med)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_4} [I_{L_{1,3}}(t)] d(t) \quad (92)$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{D_2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_4} [I_{L_{1,3}}(t)]^2 d(t)} \quad (93)$$

A tabela 2 exibe os valores, considerando D_1 , que foram calculados e simulados para o projeto validando as equações:

Tabela 2: Valores para a escolha dos diodos D_1 e D_2 .

100kHz/127V	Valores calculados	Valores simulados
I_{média}	156mA	159mA
I_{eficaz}	374mA	329mA
I_{Pico}	1,22A	1,16A
V_{Máx}	450V	421V

Fonte: Autoria Própria.

2.4.4 Transistores (Interruptores) M₁ E M₂

Foi possível observar em itens anteriores as expressões dos tempos analisadas para cada uma das etapas de operação dentro de um período de comutação. Tanto o interruptor M₁ quanto o interruptor M₂ recebem o mesmo pulso no gatilho, mas defasados em 180°.

Nesta secção é apresentado um método para o cálculo da corrente eficaz e média dos interruptores e tensão máxima sobre eles, considerando para os cálculos o transistor M₁. A máxima tensão a que o interruptor será submetido é mostrada na equação (94):

$$V_{M_1(max)} = V_{M_2(max)} = V_{2b} \quad (94)$$

É possível observar nas etapas de operação que a corrente I_{M1} é composta pela soma das correntes I_{L1} e I_{Ls}. Assim pode-se dizer que a corrente máxima que terá de ser suportada por M₁ terá o mesmo valor que a soma das correntes de pico para os indutores como mostrado na equação (95).

$$I_{M_1(max)} = I_{M_2(max)} = I_{L_{1,3}} + I_{L_{s3}} \quad (95)$$

Para o intervalo de integração de 0 a $T_s/5$ (tempo para uma etapa de operação). Pode-se calcular a corrente média no interruptor por:

$$I_{M_1(med)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/5} [I_{L_{1,3}}(t) + I_{L_{s3}}(t)] d(t) \quad (96)$$

Aplicando a definição do valor eficaz na equação acima, pode-se encontrar o valor eficaz da corrente no interruptor pela equação (97):

$$I_{M_1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/5} [I_{L_{1,3}}(t) + I_{L_{s3}}(t)]^2 d(t)} \quad (97)$$

A tabela 3 exhibe os valores, considerando os cálculos para M₁, que foram calculados e simulados para o projeto validando as equações:

Tabela 3: Valores para a escolha dos transistores M1 e M2.

100kHz/127V	Valores calculados	Valores simulados
$I_{m\u00e9dia}$	274mA	287mA
I_{eficaz}	634mA	623mA
I_{Pico}	1,92A	1,81A
$V_{M\u00e1x}$	450V	424V

Fonte: Autoria Pr\u00f3pria.

2.4.5 Diodos Schottky (D_{s1} , D_{s2} , D_{s3} , D_{s4})

Os diodos Schottky tem a capacidade de retificar sinais de altas frequ\u00eancias pois, retificam com facilidade frequ\u00eancias acima de 300 MHz j\u00e1 que o tempo de recupera\u00e7\u00e3o reversa \u00e9 extremamente baixo. (OLIVEIRA, 2014)

Assim, torna-se adequado o uso destes nesse projeto j\u00e1 que s\u00e3o usadas frequ\u00eancias acima de 60kHz.

A tens\u00e3o e corrente nos quatro diodos: D_{s1} , D_{s2} , D_{s3} e D_{s4} ser\u00e1 calculada para um par de diodos conduzindo ent\u00e3o elas ser\u00e3o equacionadas apenas para o par D_{s1} , D_{s2} que conduzem em tr\u00eas etapas de opera\u00e7\u00e3o. A tens\u00e3o m\u00e1xima sobre os diodos possui o mesmo m\u00f3dulo da varia\u00e7\u00e3o de tens\u00e3o no capacitor, assim t\u00eam-se a equa\u00e7\u00e3o (98):

$$V_{D_s(max)} = V_b \quad (98)$$

Pode-se dizer que cada par de diodos processa metade da corrente m\u00e9dia I_o . (BARBI, 1999). Ent\u00e3o a corrente m\u00e9dia \u00e9 dada pela equa\u00e7\u00e3o (99):

$$I_{D_{s1}(med)} = I_{D_{s2}(med)} = \frac{I_o}{2} \quad (99)$$

E a equa\u00e7\u00e3o (100) representa o intervalo de integra\u00e7\u00e3o que deve ser satisfeito para calcular a corrente eficaz:

$$I_{D_{s1}(ef)} = I_{D_{s2}(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} I_{L_s} d(t) + \int_{t_3}^{t_5} I_{L_s} d(t) \right]} \quad (100)$$

A tabela 4 exibe os valores, considerando os c\u00e1lculos para M1, que foram calculados e simulados para o projeto validando as equa\u00e7\u00f5es:

Tabela 4: Valores para a escolha dos diodos Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4.

100kHz/127V	Valores calculados	Valores simulados
$I_{\text{média}}$	175mA	182mA
I_{eficaz}	285mA	292mA
I_{Pico}	698mA	690mA
$V_{\text{Máx}}$	225V	211V

Fonte: Autoria Própria.

2.4.6 Capacitor Na Saída C_o

A figura 10 mostra o modelo elétrico para o LED utilizado para simular o circuito proposto neste trabalho. Este modelo foi baseado no descrito em Miranda (2012) onde este mostra também que a tensão sobre o LED pode variar de acordo com a corrente.

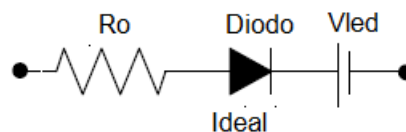


Figura 10: Modelo elétrico do LED.

Fonte: Autoria Própria

A presença da resistência de série intrínseca ao modelo do LED utilizado admite a inclusão de um capacitor em paralelo na saída (C_o) do retificador (figura 11). Este por sua vez diminui a ondulação de corrente, o que permite a redução do fator de crista da corrente. (SÁ JÚNIOR, 2010)

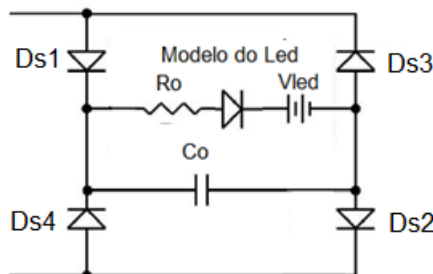


Figura 11: Saída do conversor proposto.

Fonte: Autoria Própria

O modelo elétrico do LED pode ser obtido através da equação de Shockley modificada (SCHUBERT apud DIAS, 2012) que é dada pela equação (101):

$$V_o = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_o}{I_s}\right) \cdot R_o \cdot I_o \quad (101)$$

Onde:

V_o - Tensão de saída (V).

n - Fator de idealidade.

k - Constante de Boltzmann, $1,3805 \times 10^{-23}$ (J/°K).

T - Temperatura em Kelvin (°K).

q - Carga do elétron, $1,602 \times 10^{-19}$ Coulomb (C).

I_o - Corrente do LED (A).

I_s - Corrente de saturação reversa (A).

E para um ponto de operação fixo, temperatura constante e corrente próxima da nominal, a equação (100) pode ser simplificada para a equação (102). (DIAS, 2012)
Sendo a tensão em C_o também é determinada por essa equação:

$$V_o = V_{LED} + I_o \cdot R_o \quad (102)$$

Também foi utilizada a equação básica (103) para a frequência angular no cálculo deste componente:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_o \quad (103)$$

E para calcular o valor de C_o foram utilizadas as equações (104) e (105) propostas por Sá Júnior (2010):

$$\Delta I_{o\%} = \frac{\Delta I_o}{I_o} = \frac{\frac{4}{3}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot R_o)^2}} \quad (104)$$

$$C_o \cong \frac{2}{3 \cdot \Delta I_{Ro\%} \cdot \omega \cdot R_o} \quad (105)$$

Sendo:

$\Delta I_{o\%} \rightarrow$ A ondulação de corrente em porcentagem do valor médio da corrente;

$\omega \rightarrow$ A frequência angular;

$\Delta I_o \rightarrow$ A ondulação de corrente do valor médio da corrente;

Também foi considerado para o cálculo que a ondulação de corrente em porcentagem do valor médio da corrente nos LEDs não seria maior que 10%.

A tabela 5 apresenta o valor calculado para a escolha do capacitor de saída utilizado:

Tabela 5: Capacitor C_o .

Capacitor C_o	Calculado	Implementado
Poliéster	$C_o = 3,3\mu\text{F}$ p/ $\Delta I_o\%=2,04\%$	$3,3\mu\text{F}; 123\text{V}$

Fonte: Autoria Própria.

Sendo o valor comercial utilizado de $3,3\mu\text{F}$ e 250V ,

2.4.7 Capacitores Na Alimentação Do *Driver*

Todo circuito está sujeito a interferência eletromagnética externa, ou seja, sem um capacitor cerâmico em paralelo com o eletrolítico da fonte, toda e qualquer RF (rádio frequência) vai para a carga. E se a carga for um microcontrolador e estiver perto de uma emissora FM, por exemplo, esse pode simplesmente não funcionar.

Foram colocados no *layout* da placa do conversor dois capacitores em paralelo (eletrolítico e cerâmico) na entrada da fonte CC que fornece energia para o *driver*, e foram estimados para que cumprissem seu papel estabilizando a tensão de entrada.

A tabela 6 mostra os capacitores que foram utilizados:

Tabela 6: Capacitores de alimentação do *driver*.

Capacitores (C_{dr})	Características
Eletrolítico	$100\mu\text{F}/50\text{V}$
Cerâmico	$100\text{nF}/50\text{V}$

Fonte: Autoria Própria.

2.4.8 Resistores No *Gate* e *Source* Do M_1 E M_2

O resistor no *Gate* e *Source* do MOSFET é usado para criar um nível conhecido no *gate* na ausência de um sinal de entrada. O *gate* é um nó de alta impedância, e quando deixado flutuante, pode assumir qualquer tensão devido ao acoplamento parasita, ruído e outros fatores.

Normalmente são utilizados resistores de $1\text{k}\Omega$, $10\text{k}\Omega$ ou $100\text{k}\Omega$. O critério para a escolha do valor desses resistores depende de alguns fatores são esses: a resistência precisa ser pequena o suficiente para que o *gate* seja descarregado a

tempo, e possa ser mantido num estado baixo apesar do acoplamento capacitivo dos transientes de partida; a resistência também não pode “puxar” uma corrente significativa o suficiente que de outra forma iria conduzir o *gate* para o alto rapidamente ou de nenhuma maneira; e se o sinal do *gate* está vindo diretamente de um micro pino (o que é o caso), então os 5mA de um resistor de 1kΩ poderia ser um inconveniente significativo. Nesse caso um resistor de 10kΩ é melhor. (LATHROP, 2013)

Isso irá garantir que o MOSFET está *OFF* no caso do fio do *gate* desconectar.

A tabela 7 mostra os resistores que foram utilizados no *gate* e no *source* dos interruptores:

Tabela 7: Resistores no Gate e Source do M1 e M2.

Resistores	Características
R_{M1}	10kΩ
R_{M2}	10kΩ

Fonte: Autoria Própria.

2.5 PROJETO FÍSICO

2.5.1 Dimensionamento Dos Indutores

Como pode ser observado nas formas de onda da figura 10 e respectivamente nas equações (57) e (60), têm-se que as equações das correntes de pico são $I_{L1.3}$ e I_{Ls3} . Para começar os cálculos dos indutores foram encontradas primeiramente as equações das retas das formas de onda das correntes I_{Ls} e I_{L1} indicadas na figura 10.

A seguir da equação (106) a (116) têm-se os cálculos das equações das retas para as duas formas de onda das correntes.

$$i_1 = \frac{i_{Ls1}}{\Delta t_1} \cdot t - i_{Ls1} \quad (106)$$

$$i_2 = \frac{i_{Ls3} \cdot t}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} - \frac{i_{Ls3} \cdot \Delta t_1}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} \quad (107)$$

$$i_3 = \frac{i_{Ls3} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} - \frac{i_{Ls3} \cdot t}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} \quad (108)$$

$$i_4 = \frac{i_{LS2} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} - \frac{i_{LS2} \cdot t}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} \quad (109)$$

$$i_5 = \frac{(i_{LS2} - i_{LS1}) \cdot t}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} + \frac{i_{LS1} \cdot \Delta t_4}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} - \frac{i_{LS2} \cdot \Delta t_5}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} \quad (110)$$

Somando-se as equações (106) a (110) têm-se então a equação (111) para a corrente em L_S :

$$\begin{aligned} i_{LS} = & \frac{i_{LS1}}{\Delta t_1} \cdot t - i_{LS1} + \frac{i_{LS3} \cdot t}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} - \frac{i_{LS3} \cdot \Delta t_1}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} + \frac{i_{LS3} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} \\ & - \frac{i_{LS3} \cdot t}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} + \frac{i_{LS2} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} - \frac{i_{LS2} \cdot t}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} \\ & + \frac{(i_{LS2} - i_{LS1}) \cdot t}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} + \frac{i_{LS1} \cdot \Delta t_4}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} - \frac{i_{LS2} \cdot \Delta t_5}{(\Delta t_5 - \Delta t_4)} \end{aligned} \quad (111)$$

E para L_1 :

$$i_6 = \frac{i_{L1.1} \cdot t}{\Delta t_1} \quad (112)$$

$$i_7 = \frac{i_{L1.3} \cdot \Delta t_1 + i_{L1.1} \cdot \Delta t_2}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} + \frac{(-i_{L1.1} + i_{L1.3}) \cdot t}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} \quad (113)$$

$$i_8 = \frac{-i_{L1.2} \cdot \Delta t_2 + i_{L1.3} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} + \frac{(-i_{L1.3} + i_{L1.2}) \cdot t}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} \quad (114)$$

$$i_9 = \frac{-i_{L1.2} \cdot t}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} + \frac{i_{L1.2} \cdot \Delta t_4}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} \quad (115)$$

Têm-se somando as equações (112) a (115) a equação (116) para a corrente em L_1 :

$$\begin{aligned}
 i_{L1} = & \frac{i_{L1.1} \cdot t}{\Delta t_1} + \frac{i_{L1.3} \cdot \Delta t_1 + i_{L1.1} \cdot \Delta t_2}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} + \frac{(-i_{L1.1} + i_{L1.3}) \cdot t}{(\Delta t_2 - \Delta t_1)} \\
 & + \frac{-i_{L1.2} \cdot \Delta t_2 + i_{L1.3} \cdot \Delta t_3}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} + \frac{(-i_{L1.3} + i_{L1.2}) \cdot t}{(\Delta t_3 - \Delta t_2)} \\
 & + \frac{-i_{L1.2} \cdot t}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)} + \frac{i_{L1.2} \cdot \Delta t_4}{(\Delta t_4 - \Delta t_3)}
 \end{aligned} \tag{116}$$

Para encontrar a corrente eficaz, foram usadas as equações (117) e (118):

$$i_{efLs} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{Ls}^2 dt} \tag{117}$$

$$i_{efL1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{L1}^2 dt} \tag{118}$$

A tabela 8 apresenta os valores para o projeto físico dos indutores. Os cálculos foram feitos para os núcleos que estavam disponíveis no laboratório.

Tabela 8: Projeto físico dos Indutores.

Indutância (uH)	Nº de espiras	Nº de condutores	Ae.Aw (cm⁴)	Possibilidade de Execução	Frequência (kHz)
L_f =2500	104	5	1,58	0,80<1	60
L₁= 1222	102	5	0,75	0,79<1	60
L_s= 952	46	9	0,75	0,63<1	60
L_f =2500	104	5	1,58	0,80<1	80
L₁= 917	77	5	0,75	0,60<1	80
L_s= 714	35	9	0,75	0,49<1	80
L_f = 2500	104	5	1,58	0,80<1	100
L₁= 733	62	5	0,75	0,48<1	100
L_s= 572	28	9	0,75	0,39	100

Fonte: Autoria Própria.

O apêndice D mostra como foi feito o cálculo do projeto físico dos indutores.

2.6 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Para a realização do dimensionamento, do cálculo dos componentes e da implementação do conversor foram definidas as seguintes especificações técnicas para o projeto:

- Tensão de pico na entrada (V_p) = 180V
- Rendimento (η) = 92%
- Razão cíclica simétrica (d) = 0,5
- Razão cíclica assimétrica (d) = 0,3
- Tensão nos capacitores do barramento (V_b) = 225V
- Tensão no barramento (V_{2b}) = 450V
- Período para as diferentes frequências de comutação (T_s) = 16,67 μ s; (T_s) = 12,5 μ s; (T_s) = 10 μ s
- Tensão na saída do conversor (V_o) = 121V
- Corrente média na saída do conversor (I_o) = 350mA
- Frequência da rede (f_{rede}) = 60Hz
- Frequências de comutação (f_o) = 60kHz; (f_o) = 80kHz; (f_o) = 100kHz;
- Frequência de corte do filtro de entrada (f_c) = 10kHz
- Potência na saída do conversor - LEDs (P_o) = 42W

E para a especificação da carga do circuito (LEDs) foram consideradas as seguintes características para o modelo elétrico dos LEDs:

- Módulo de LEDs: 35 LEDs em série; 3,3V de tensão em cada um; resistência intrínseca de 0,45 Ω em cada.

Como pode ser observado nas especificações foi adotada uma razão cíclica de 0,5 sendo usado então um comando simétrico na implementação, mas também poderia ter sido utilizado um comando assimétrico no projeto. Neste trabalho será apresentada também uma simulação do conversor proposto, com o comando assimétrico, junto com uma comparação dos valores que são encontrados utilizando-se o modelo matemático para comprovar sua validade.

2.7 SIMULAÇÃO PARA O COMANDO ASSIMÉTRICO

A seguir têm-se a validação da modelagem matemática a partir da simulação do circuito proposto com modulação assimétrica.

2.7.1 Conversor Com Comando Assimétrico

Fez-se uma simulação no ORCAD do conversor com um comando assimétrico, para validar as equações encontradas e verificar a proximidade dos valores calculados e dos valores simulados.

Para a simulação utilizou-se o esquemático da figura 12:

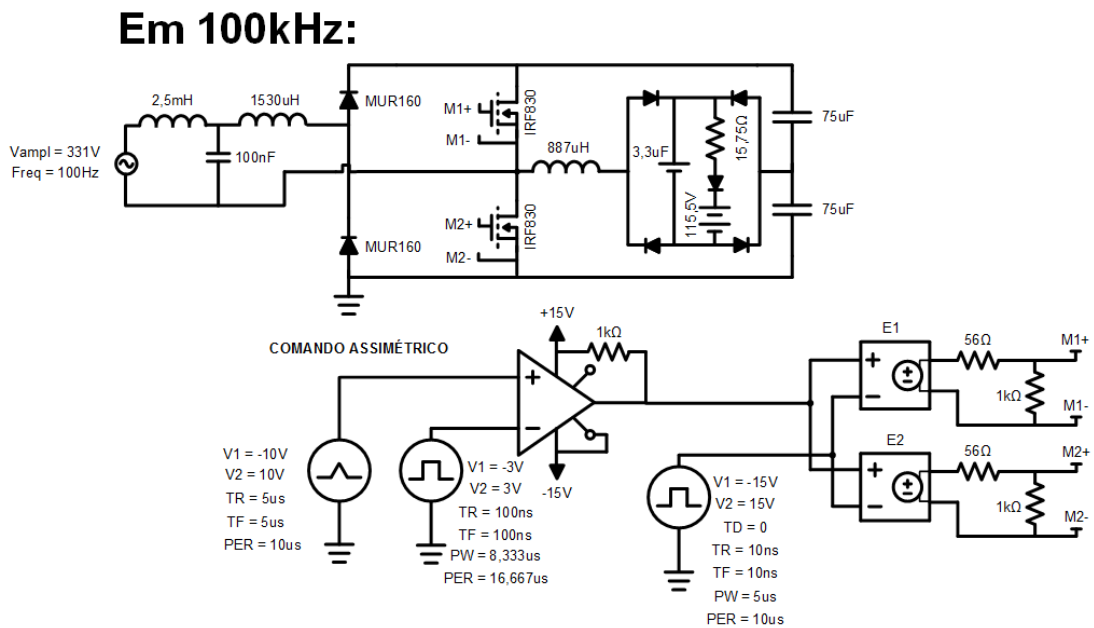


Figura 12: Esquemático da simulação para modulação assimétrica.

Fonte: Autoria Própria.

Foram utilizados os valores previamente calculados dos componentes na simulação, onde: $L_1 = 300\mu H$, $L_s = 887\mu H$, $C_1 = 75\mu F$, $C_2 = 75\mu F$, $L_f = 2,5mH$ e $C_f = 100nF$.

E como nota-se na figura 13 é utilizado o comando assimétrico:

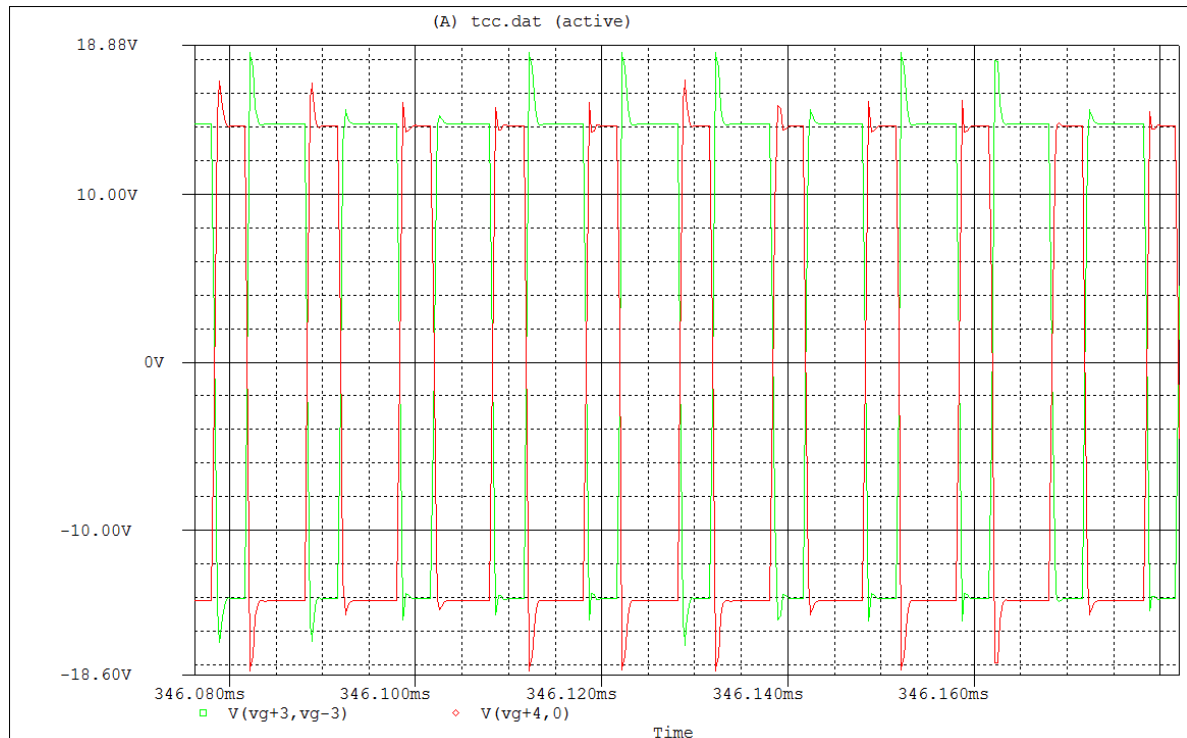


Figura 13: Formas de ondas da modulação assimétrica.

Fonte: Autoria Própria.

Os primeiros resultados analisados foram os tempos, na tabela 9 é possível ver uma comparação entre valores calculados e valores simulados.

Tabela 9: Comparação dos valores simulados e calculados.

100kHz; d=0,3; 127V		
Tempos	Valores calculados	Valores simulados
t1	2,01 μ s	2,06 μ s
t2	985ns	1,03 μ s
t3	296ns	295,4ns
t4	1,703 μ s	1,704 μ s
t5	5 μ s	4,955 μ s

Fonte: Autoria Própria.

Como é possível notar, os valores medidos na simulação são próximos aos valores que foram calculados validando as equações do modelo matemático. Também se observou as formas de onda e valores da corrente de entrada, corrente nos LEDs e tensão no barramento, como pode-se ver na figura 14:

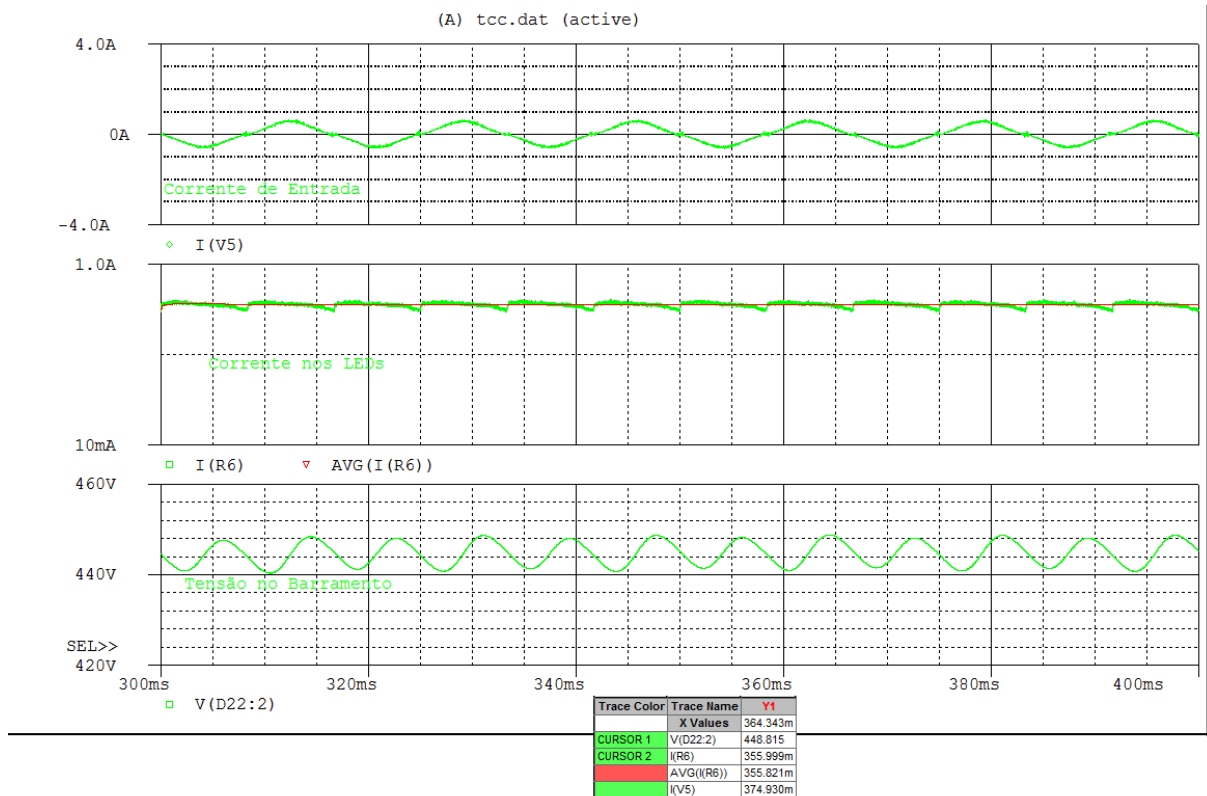


Figura 14: Formas de ondas da corrente de entrada/saída e tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

A corrente nos LEDs estabilizou em aproximadamente 355mA, a máxima tensão no barramento é de aproximadamente 448V e a corrente de entrada apresenta uma distorção harmônica total dentro do permitido como mostra a figura 15:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 2.2633E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.0000E+04	9.4471E-03	1.0000E+00	-1.6446E+02	0.0000E+00
2	1.2000E+05	3.5440E-03	3.7514E-01	-1.4886E+02	1.8007E+02
3	1.8000E+05	2.6303E-03	2.7842E-01	-1.6447E+02	3.2892E+02
4	2.4000E+05	1.8759E-03	1.9856E-01	-1.6619E+02	4.9166E+02
5	3.0000E+05	1.5158E-03	1.6045E-01	-1.6790E+02	6.5443E+02
6	3.6000E+05	1.2712E-03	1.3456E-01	-1.6625E+02	8.2054E+02
7	4.2000E+05	1.1027E-03	1.1673E-01	-1.7010E+02	9.8115E+02
8	4.8000E+05	9.2914E-04	9.8352E-02	-1.6579E+02	1.1499E+03
9	5.4000E+05	8.5742E-04	9.0760E-02	-1.6414E+02	1.3160E+03
10	6.0000E+05	7.4285E-04	7.8632E-02	-1.6415E+02	1.4805E+03
11	6.6000E+05	6.9952E-04	7.4046E-02	-1.6221E+02	1.6469E+03
12	7.2000E+05	5.9640E-04	6.3130E-02	-1.5758E+02	1.8160E+03
13	7.8000E+05	5.7770E-04	6.1150E-02	-1.5793E+02	1.9801E+03
14	8.4000E+05	5.1705E-04	5.4731E-02	-1.5611E+02	2.1464E+03
15	9.0000E+05	4.9170E-04	5.2047E-02	-1.5370E+02	2.3133E+03
16	9.6000E+05	4.6319E-04	4.9030E-02	-1.5071E+02	2.4807E+03
17	1.0200E+06	4.5423E-04	4.8081E-02	-1.5206E+02	2.6438E+03
18	1.0800E+06	4.3381E-04	4.5919E-02	-1.4750E+02	2.8129E+03
19	1.1400E+06	4.0407E-04	4.2771E-02	-1.5140E+02	2.9734E+03
20	1.2000E+06	3.8524E-04	4.0779E-02	-1.4405E+02	3.1452E+03
21	1.2600E+06	3.6029E-04	3.8138E-02	-1.4633E+02	3.3074E+03
22	1.3200E+06	3.3322E-04	3.5273E-02	-1.4282E+02	3.4754E+03
23	1.3800E+06	3.1411E-04	3.3250E-02	-1.3954E+02	3.6431E+03
24	1.4400E+06	2.9835E-04	3.1581E-02	-1.3532E+02	3.8118E+03
25	1.5000E+06	3.0952E-04	3.2764E-02	-1.3571E+02	3.9759E+03
26	1.5600E+06	2.8593E-04	3.0266E-02	-1.3340E+02	4.1427E+03
27	1.6200E+06	2.9918E-04	3.1669E-02	-1.3009E+02	4.3105E+03
28	1.6800E+06	2.8510E-04	3.0179E-02	-1.2721E+02	4.4778E+03
29	1.7400E+06	2.8370E-04	3.0030E-02	-1.3196E+02	4.6375E+03
30	1.8000E+06	3.0001E-04	3.1757E-02	-1.2060E+02	4.8133E+03

Figura 15: 30 primeiras harmônicas para a corrente de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

As 100 primeiras harmônicas para essa simulação podem ser observadas no apêndice E.

2.8 TOPOLOGIAS UTILIZADAS

Neste item da dissertação serão apresentados a lista de componentes, o *layout* do circuito do conversor confeccionado na placa de circuito impresso e a topologia do circuito para o comando simétrico montado em um *protoboard* que foram utilizados durante a realização da implementação do projeto.

A figura 16 mostra a imagem da bancada de trabalho utilizada com o projeto funcionando:

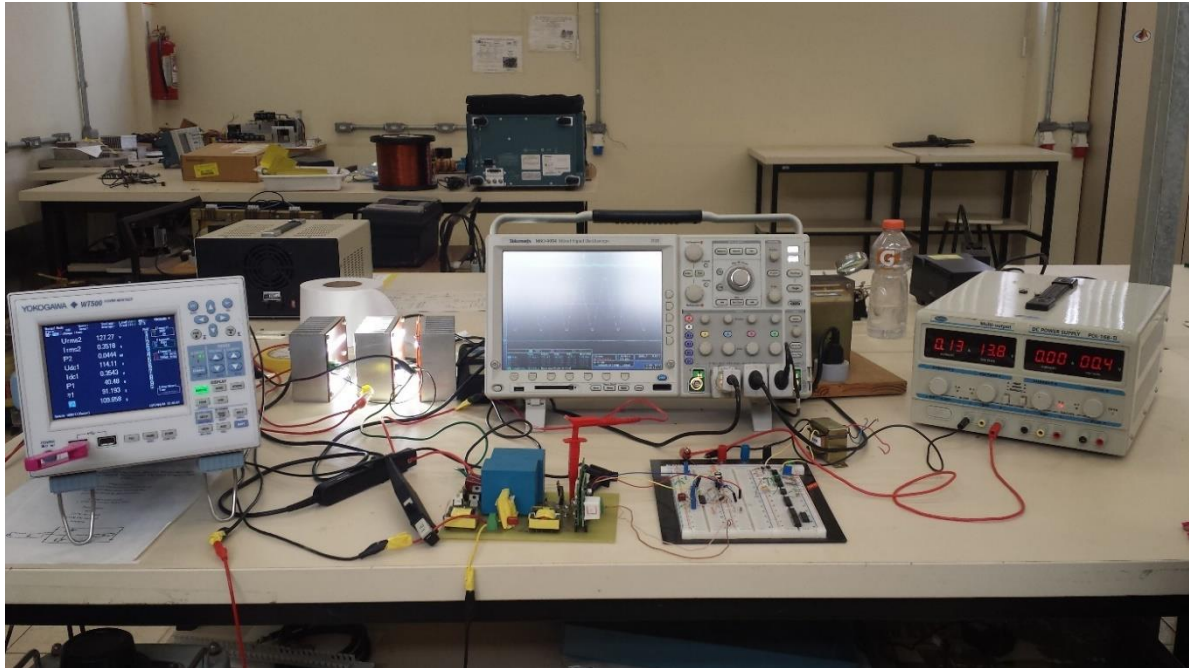


Figura 16: Implementação do Conversor.

Fonte: Autoria Própria.

2.8.1 Lista De Componentes

A tabela 10 apresenta os componentes que foram usados no projeto proposto:

Tabela 10: Relação de componentes

Circuito de potência			Circuito de comando	
Quant.	Nome	Componente	Quant.	Componente
3	-	Conector de fios para placa (duas entradas)	1	Capacitor poliéster 1nF
4	-	Soquete barra fêmea	1	MUR 140
2	C _{B1} ; C _{B2}	Capacitor Epcos M905143612 79G	1	MUR 160
2	D ₁ ; D ₂ ;	MUR 160	1	LM3524
4	D _{S1} a D _{S4}	Schottky (MBRF40250TG)	2	Resistor 4,7kΩ
2	M ₁ ; M ₂	MOSFET (IRF830)	1	Resistor 1,5kΩ
1	C _{dr}	Capacitor eletrolítico (100μF 50V)	1	Resistor 18Ω (em série com o <i>gate</i> do MOSFET)
1	C _{dr}	Capacitor cerâmico (104 – 100nF)	2	Trimpot de 20kΩ
1	C _f	Capacitor poliéster 100nF	--	Jumpers
1	C _o	Capacitor poliéster 3,3μF	1	Protoboard
2	R _{M1} ; R _{M2}	Resistor 10kΩ		
1	-	Placa de Fenolite		
3	L _f ; L ₁ ; L _s	Indutores com núcleo tipo E		
1		Driver supplier DR0100025A		

Fonte: Autoria própria

2.8.2 Layout Do Conversor

As figuras 17 e 18 mostram o *layout* do conversor projetado no *software* EAGLE com os componentes que foram usados na implementação.

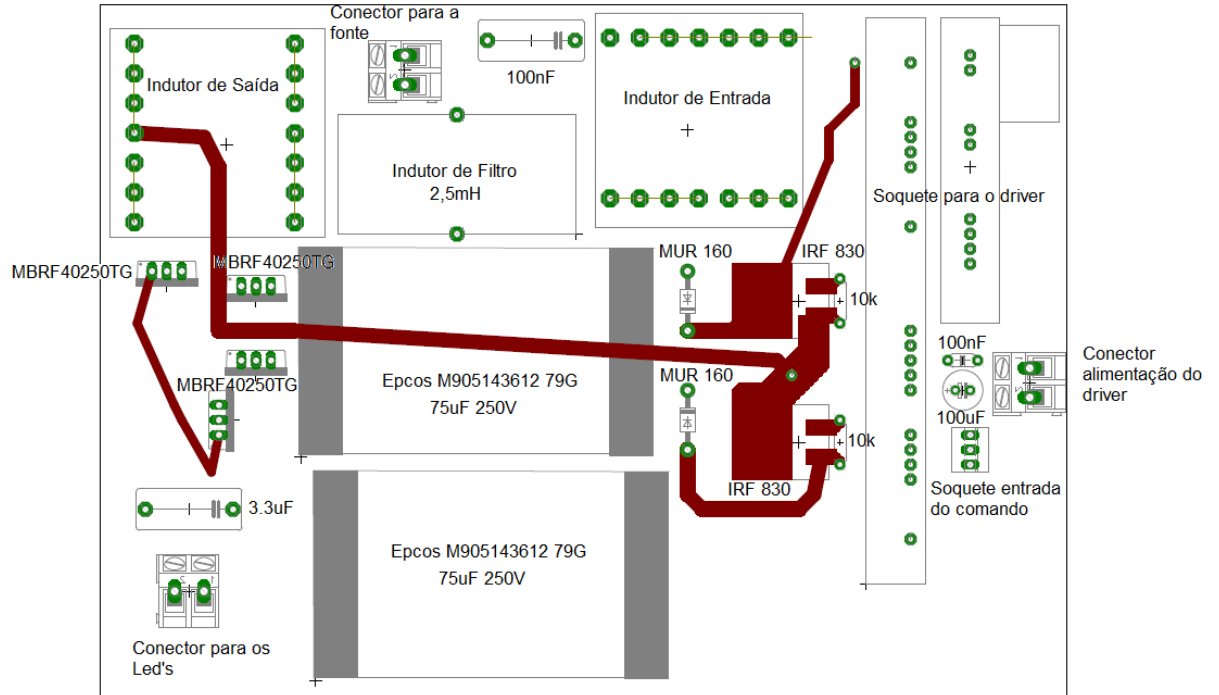


Figura 17: Layout do circuito do conversor visto de cima.

Fonte: Autoria Própria.

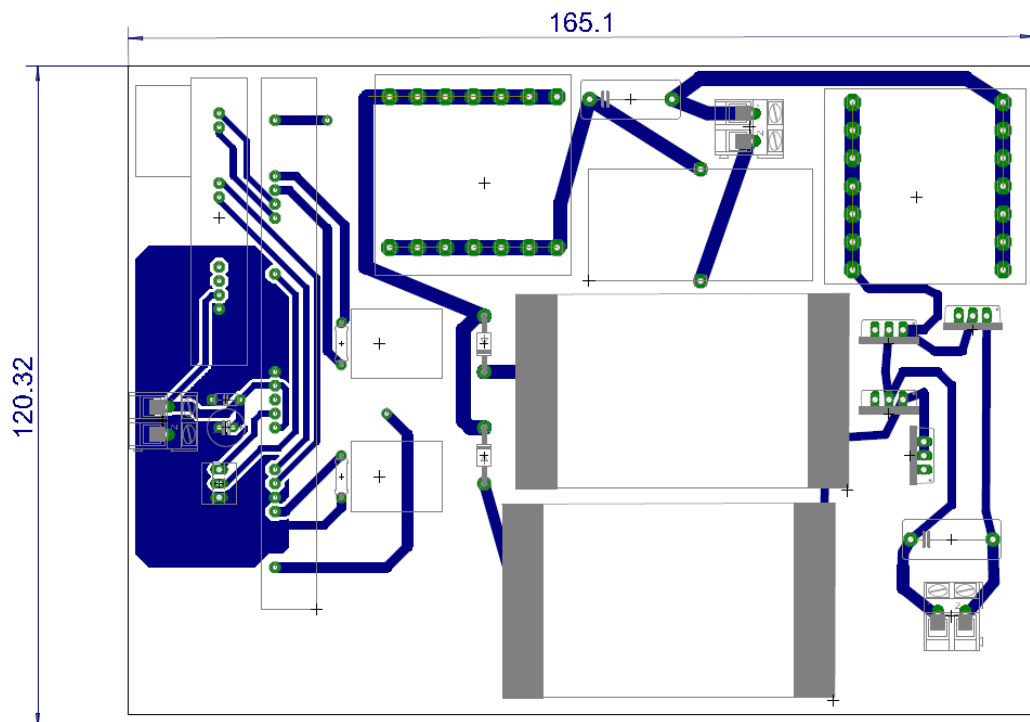


Figura 18: Layout do circuito do conversor visto de baixo.

Fonte: Autoria Própria.

2.8.3 Circuito De Comando Simétrico

Para o circuito de comando simétrico optou-se pela utilização do circuito integrado LM3524 responsável pela modulação de largura de pulso - PWM. No qual o pino 1 é a entrada inversora, o pino 2 é a entrada não inversora, o pino 3 é a saída do oscilador, o pino 4 e o pino 5 são sensores de corrente, o pino 6 é a entrada em R_t , o pino 7 é aonde ocorre a criação da onda dente de serra (C_t), o pino 8 é o terra, o pino 9 é a entrada inversora do comparador (compensador), o pino 10 é o shutdown, o pino 11 é o emissor 1, o pino 12 é o coletor 1, o pino 13 é o coletor 2, o pino 14 é o emissor 2, o pino 15 é a alimentação e o pino 16 é a tensão de referência. A figura 19 mostra o esquemático do circuito interno ao componente:

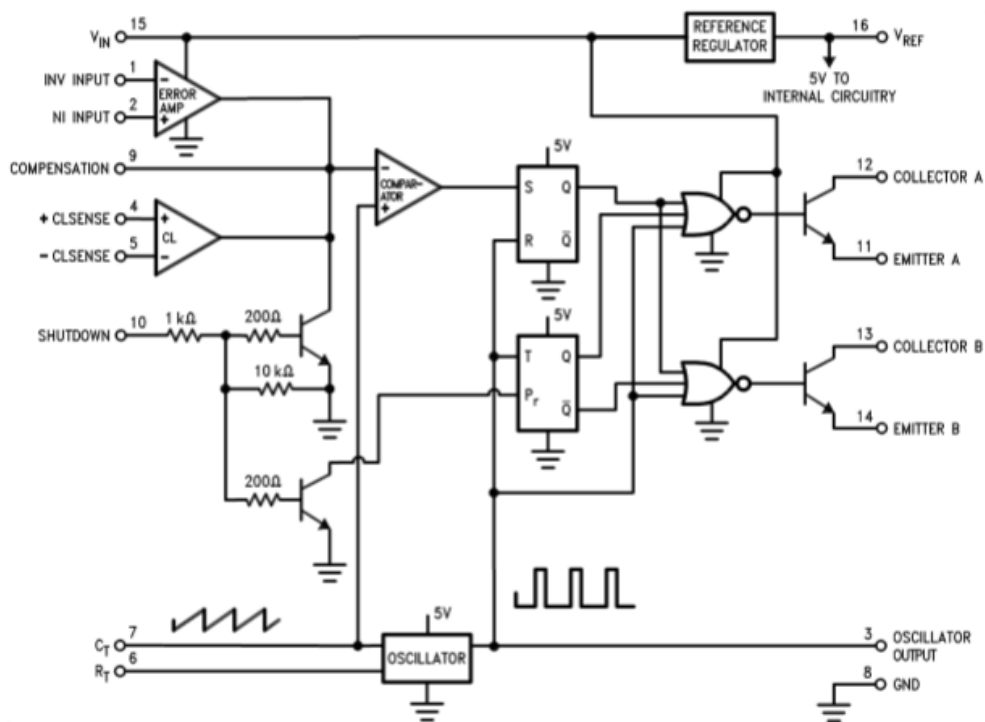


Figura 19: Datasheet do LM3524.

Fonte: DATASHEET, 2016.

O LM3524 pode ser alimentado segundo seu *datasheet* com tensões de 8V a 40V, opera em frequências de até 300kHz e tem uma corrente de saída nos transistores de até 200mA.

O circuito de comando utilizado é:

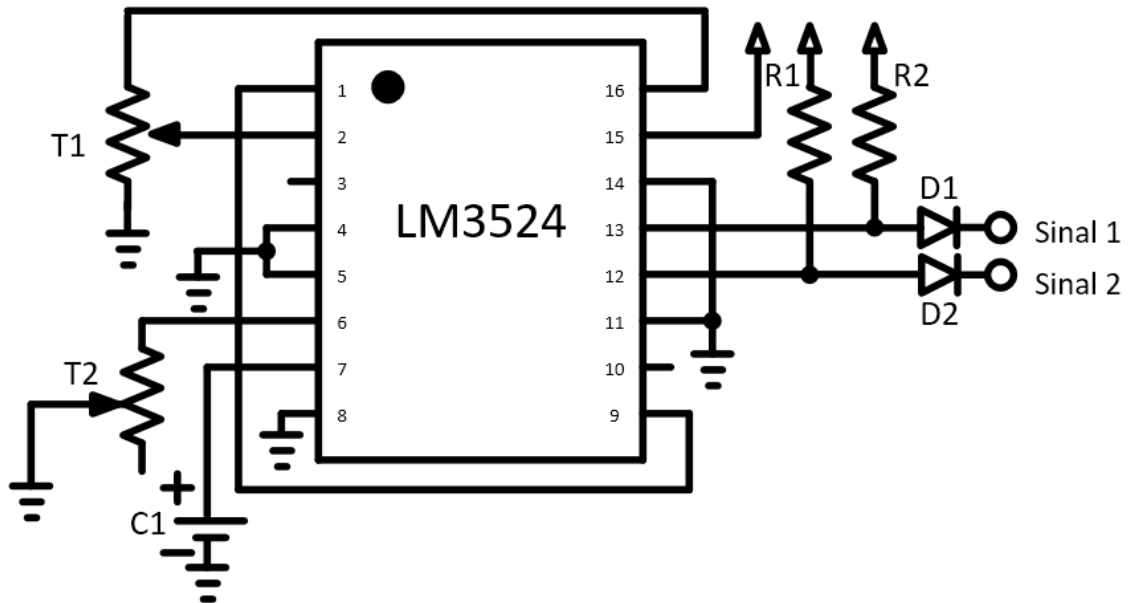


Figura 20: Topologia do circuito de comando.

Fonte: Autoria Própria.

Como é possível perceber no circuito acima o T1 encontra-se entre os pinos 2 e 16 (buffer) pois é responsável por controlar a corrente proveniente da tensão de referência (no pino 16), responsável por alimentar a entrada não inversora (pino 2) e servir de referência para a comparação que é feita no componente.

O segundo trimpot está no pino 6 e serve para permitir o ajuste da frequência na geração do PWM, que será necessário nos testes posteriores. O capacitor C1 é o capacitor C_t citado anteriormente.

Nos pinos 11, 12, 13, e 14 têm-se os dois canais de PWM que advêm da comparação do sinal DC com a dente de serra. Esses sinais são gerados por dois flip-flops que trabalham na geração de sinais confiáveis para a lógica mostrada na Figura 29 que por sua vez controlam a corrente de base dos transistores presentes nesses pinos.

Os pinos 4, 5 e 8 estão aterrados, pois os dois primeiros como já mencionado tratam-se de sensores de corrente que não serão utilizados e o último é o terra do componente.

Os pinos 11 e 14 que são os emissores estão em curto para que a frequência nos transistores não seja dividida pela metade, pois os sinais de saída dos mesmos dependem de uma condição biestável. E os sinais PWM são enviados pelos pinos 12 e 13.

Os pinos 1 e 9 são conectados pois o sinal de erro (pino 1) é ligado ao compensador (pino 9)

Por fim ainda temos os pinos 3 e 10 estão desconectados do circuito porque não foram utilizados.

2.9 SIMULAÇÃO

Neste item será apresentado as simulações do conversor para uma tensão de entrada de 127V e variando a frequência de comutação para 60kHz, 80kHz e 100kHz.

2.9.1 Frequência De Comutação 60kHz

Para a simulação do conversor nesta frequência foram utilizados os valores, calculados no item 2.5, de $L_1 = 1,222mH$ e de $L_s = 952\mu H$ e a tensão de entrada 127V. Ficando com o esquemático da figura 21:

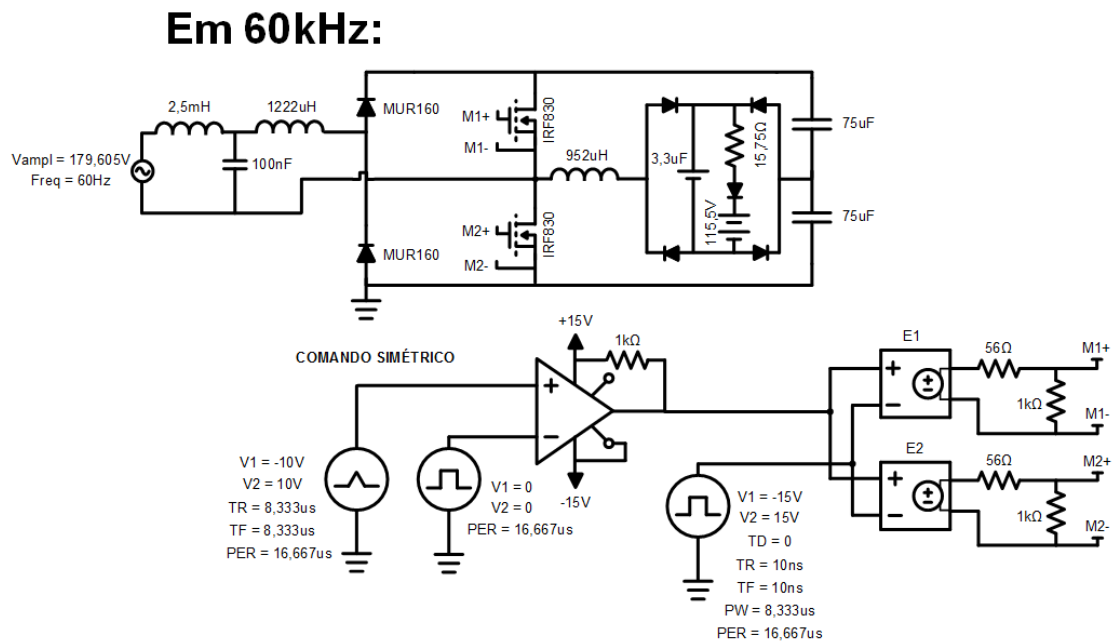


Figura 21: Topologia do circuito no ORCAD para 60kHz.

Fonte: Autoria Própria.

Foram analisadas as formas de onda da corrente nos LEDs, da corrente de entrada e da tensão no barramento, mostradas na figura 22:

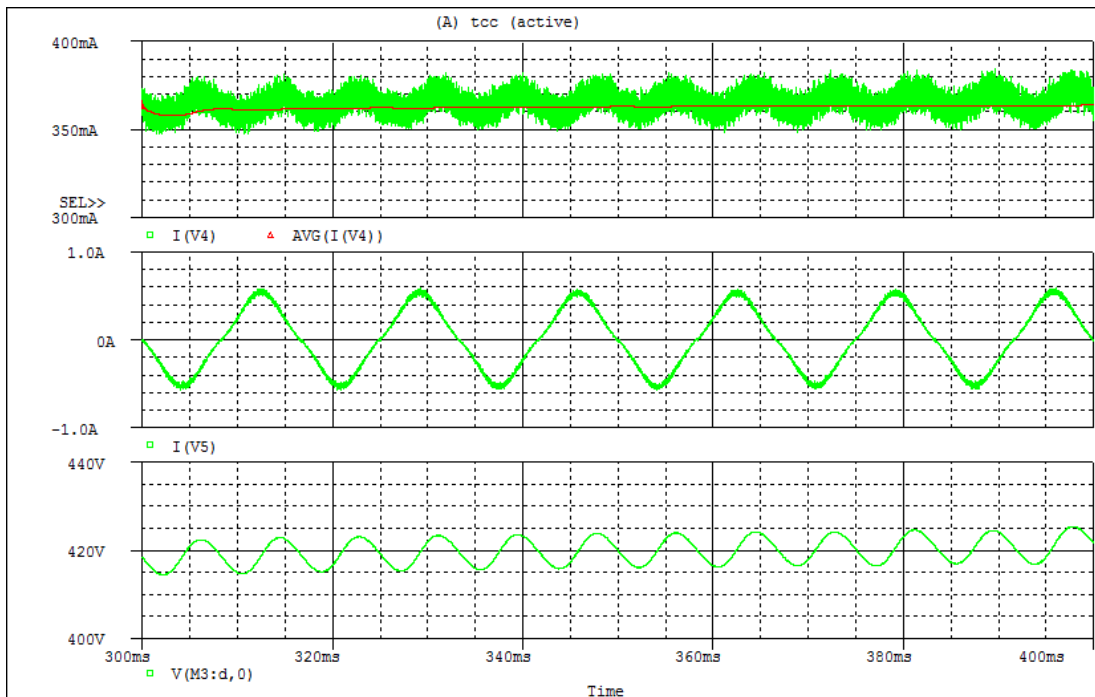


Figura 22: Formas de onda do circuito no ORCAD para 60kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

Na simulação a corrente nos LEDs ficou em aproximadamente 359,2mA e a tensão no barramento em 425V.

Também foi verificada a distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada, a qual apresentou uma pequena deformação de 0,338% e também foram verificadas as distorções harmônicas individuais, as quais também ficaram dentro dos limites das normas IEC 61000-3-2. Aqui será apresentada uma tabela com apenas as 30 primeiras harmônicas, mas foram analisadas as 100 primeiras.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 3.3805E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.0000E+04	2.4801E-03	1.0000E+00	-1.0534E+02	0.0000E+00
2	1.2000E+05	2.7420E-04	1.1056E-01	-1.1235E+02	9.8335E+01
3	1.8000E+05	9.3131E-05	3.7551E-02	-1.0791E+02	2.0812E+02
4	2.4000E+05	8.4872E-05	3.4220E-02	-1.3604E+02	2.8534E+02
5	3.0000E+05	6.8349E-05	2.7559E-02	-1.5049E+02	3.7624E+02
6	3.6000E+05	6.0781E-05	2.4507E-02	-1.4998E+02	4.8208E+02
7	4.2000E+05	5.1444E-05	2.0742E-02	-1.5045E+02	5.8696E+02
8	4.8000E+05	4.6197E-05	1.8627E-02	-1.4740E+02	6.9536E+02
9	5.4000E+05	4.5522E-05	1.8355E-02	-1.6429E+02	7.8381E+02
10	6.0000E+05	2.8697E-05	1.1571E-02	-1.3218E+02	9.2126E+02
11	6.6000E+05	2.4849E-05	1.0019E-02	-1.0155E+02	1.0572E+03
12	7.2000E+05	2.1148E-05	8.5269E-03	-1.4221E+02	1.1219E+03
13	7.8000E+05	3.7627E-05	1.5171E-02	-1.5536E+02	1.2141E+03
14	8.4000E+05	2.9114E-05	1.1739E-02	-1.5229E+02	1.3225E+03
15	9.0000E+05	1.7072E-05	6.8836E-03	-1.2866E+02	1.4515E+03
16	9.6000E+05	2.5282E-05	1.0194E-02	-1.5829E+02	1.5272E+03
17	1.0200E+06	1.7681E-05	7.1291E-03	-1.6927E+02	1.6216E+03
18	1.0800E+06	1.3127E-05	5.2929E-03	-1.2274E+02	1.7735E+03
19	1.1400E+06	1.3207E-05	5.3249E-03	-1.7042E+02	1.8311E+03
20	1.2000E+06	6.2814E-06	2.5327E-03	-1.7483E+02	1.9321E+03
21	1.2600E+06	6.1146E-06	2.4654E-03	-1.0548E+02	2.1068E+03
22	1.3200E+06	1.2094E-05	4.8763E-03	-1.1391E+02	2.2037E+03
23	1.3800E+06	2.1884E-05	8.8238E-03	-1.0706E+02	2.3159E+03
24	1.4400E+06	1.4328E-05	5.7770E-03	-1.1051E+02	2.4178E+03
25	1.5000E+06	3.2587E-06	1.3139E-03	-6.2720E+01	2.5709E+03
26	1.5600E+06	8.5550E-06	3.4494E-03	-1.4074E+02	2.5982E+03
27	1.6200E+06	1.6320E-05	6.5802E-03	-1.3103E+02	2.7133E+03
28	1.6800E+06	9.8286E-06	3.9629E-03	-1.4319E+02	2.8064E+03
29	1.7400E+06	1.0968E-05	4.4223E-03	-1.4708E+02	2.9079E+03
30	1.8000E+06	1.6075E-05	6.4816E-03	-1.3662E+02	3.0237E+03

Figura 23: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 60kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

As 100 primeiras harmônicas para a simulação, com uma frequência de comutação de 60kHz, podem ser vistas no apêndice F.

2.9.2 Frequência De Comutação 80kHz

A próxima frequência de comutação testada foi a de 80kHz. Para a nova frequência novos valores de indutores foram calculados, assim ficou-se com $L_1 = 917\mu H$ e de $L_s = 714\mu H$. Uma nova simulação foi feita como pode ser visto na figura 24:

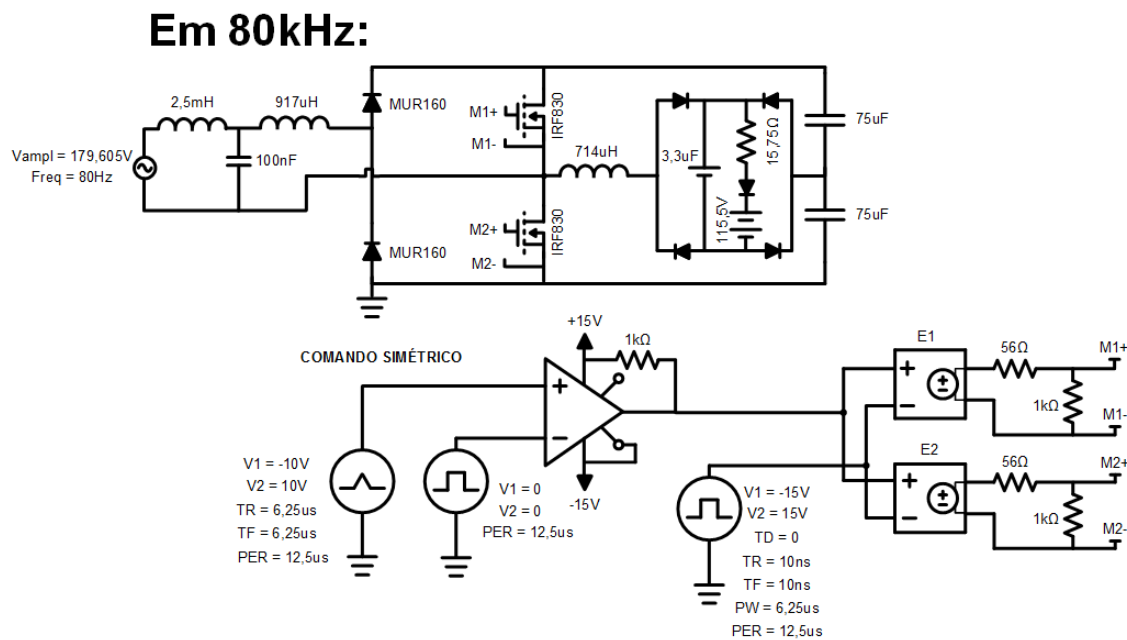


Figura 24: Topologia do circuito no ORCAD para 80kHz.

Fonte: Autoria Própria.

Foram analisadas as formas de onda da corrente nos LEDs, da corrente de entrada e da tensão no barramento, mostradas na figura 25:

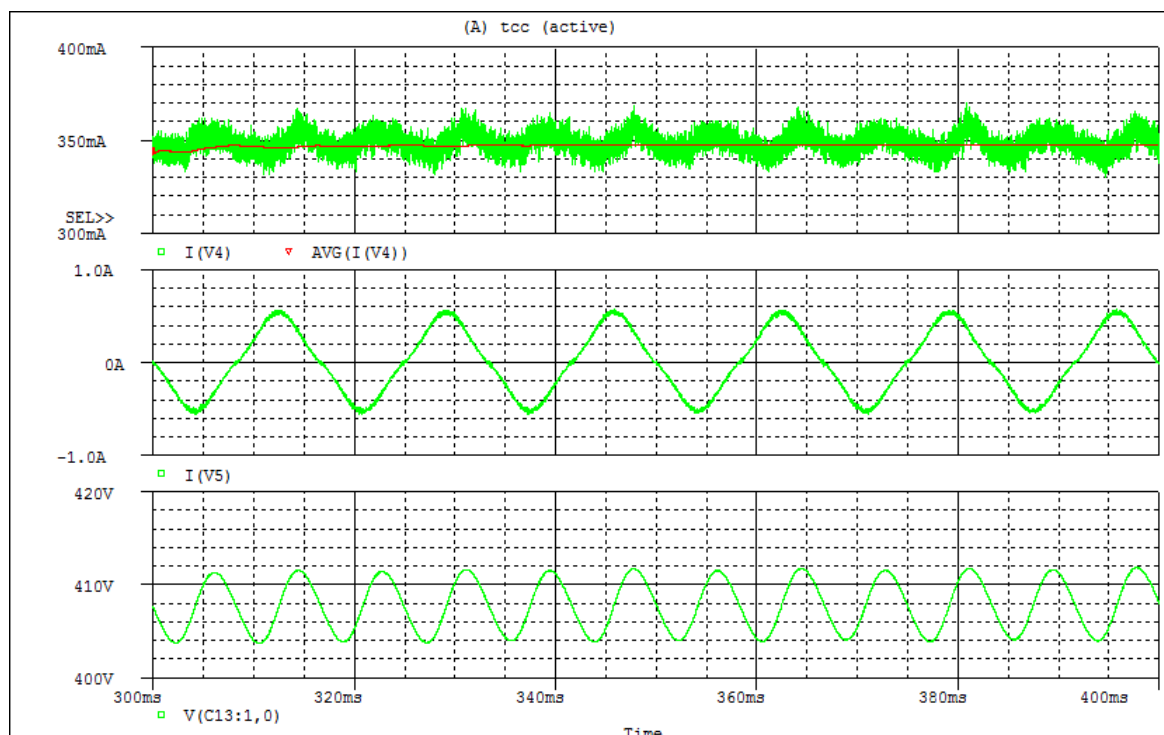


Figura 25: Formas de onda do circuito no ORCAD para 80kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

Na simulação a corrente nos LEDs ficou em aproximadamente 339,019mA e a tensão no barramento em 411V.

Foi verificada também a distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada a qual apresentou uma deformação de 2% (maior que a THD para 60kHz) mas ainda dentro do permitido e ainda foram verificadas as distorções harmônicas individuais, as quais também ficaram dentro dos limites das normas IEC 61000-3-2. Aqui será apresentada a figura 26 com as 30 primeiras harmônicas, mas foram analisadas as 100 primeiras.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 2.0008E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	8.0000E+04	1.2013E-03	1.0000E+00	-5.2431E+01	0.0000E+00
2	1.6000E+05	4.0730E-04	3.3904E-01	-9.6705E+00	9.5192E+01
3	2.4000E+05	3.0492E-04	2.5382E-01	6.1441E-01	1.5791E+02
4	3.2000E+05	2.2166E-04	1.8451E-01	1.6231E+00	2.1135E+02
5	4.0000E+05	1.7819E-04	1.4833E-01	1.3666E+00	2.6352E+02
6	4.8000E+05	1.5718E-04	1.3084E-01	5.9256E+00	3.2051E+02
7	5.6000E+05	1.3135E-04	1.0934E-01	1.0071E+01	3.7709E+02
8	6.4000E+05	1.0930E-04	9.0978E-02	1.1028E+01	4.3048E+02
9	7.2000E+05	1.0075E-04	8.3861E-02	1.6453E+01	4.8833E+02
10	8.0000E+05	8.9486E-05	7.4489E-02	1.5090E+01	5.3940E+02
11	8.8000E+05	8.5851E-05	7.1463E-02	1.6839E+01	5.9358E+02
12	9.6000E+05	6.9424E-05	5.7789E-02	2.0653E+01	6.4983E+02
13	1.0400E+06	6.5916E-05	5.4869E-02	1.8075E+01	6.9968E+02
14	1.1200E+06	6.5476E-05	5.4503E-02	2.1156E+01	7.5519E+02
15	1.2000E+06	6.1911E-05	5.1535E-02	2.2339E+01	8.0881E+02
16	1.2800E+06	5.7014E-05	4.7458E-02	2.2162E+01	8.6106E+02
17	1.3600E+06	5.4416E-05	4.5296E-02	2.1121E+01	9.1245E+02
18	1.4400E+06	5.7763E-05	4.8083E-02	2.0979E+01	9.6474E+02
19	1.5200E+06	6.1977E-05	5.1590E-02	4.1858E+01	1.0381E+03
20	1.6000E+06	4.6987E-05	3.9112E-02	4.1658E+01	1.0903E+03
21	1.6800E+06	4.7810E-05	3.9797E-02	2.9548E+01	1.1306E+03
22	1.7600E+06	3.7719E-05	3.1398E-02	3.6002E+01	1.1895E+03
23	1.8400E+06	4.2493E-05	3.5371E-02	3.3077E+01	1.2390E+03
24	1.9200E+06	4.9238E-05	4.0986E-02	3.7480E+01	1.2958E+03
25	2.0000E+06	4.7841E-05	3.9823E-02	4.7226E+01	1.3580E+03
26	2.0800E+06	4.0549E-05	3.3753E-02	5.8209E+01	1.4214E+03
27	2.1600E+06	3.3632E-05	2.7995E-02	5.1637E+01	1.4673E+03
28	2.2400E+06	3.6486E-05	3.0371E-02	3.9091E+01	1.5072E+03
29	2.3200E+06	3.6818E-05	3.0647E-02	5.6283E+01	1.5768E+03
30	2.4000E+06	3.7235E-05	3.0995E-02	6.0476E+01	1.6334E+03

Figura 26: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 80kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

As 100 primeiras harmônicas para a simulação, com uma frequência de comutação de 80kHz, podem ser vistas no apêndice G.

2.9.3 Frequência De Comutação 100kHz

Para a frequência de 100kHz os valores dos indutores foram recalculados ficando com $L_1 = 733\mu H$ e de $L_s = 571\mu H$. A figura 27 apresenta o circuito para esta simulação.

Em 100kHz:

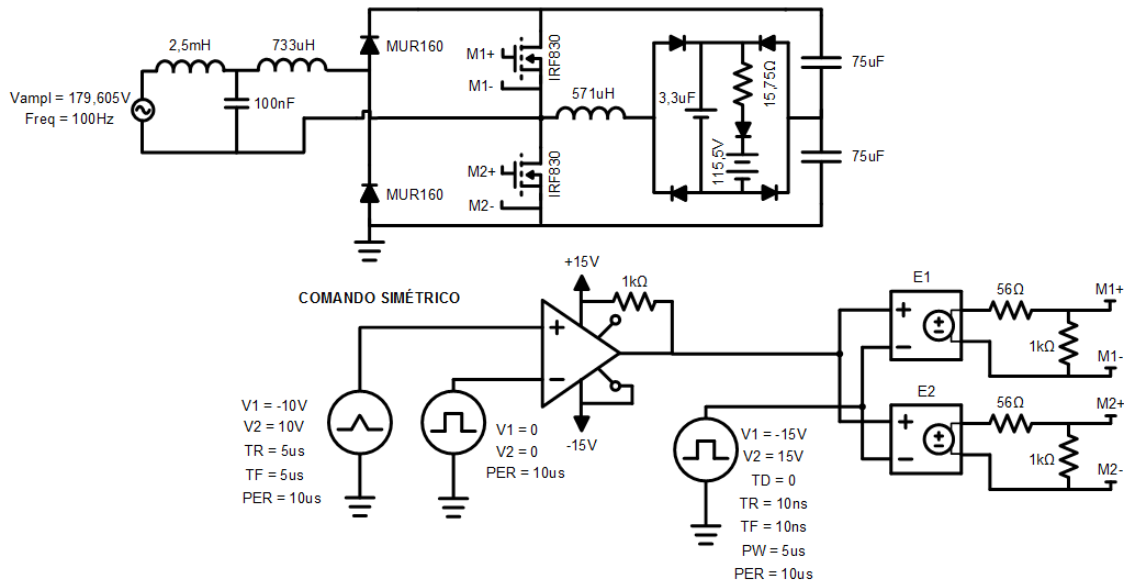


Figura 27: Topologia do circuito no ORCAD para 100kHz.

Fonte: Autoria Própria.

A corrente dos LEDs na simulação é de 338,250mA e a tensão no barramento de 397V como mostra a figura 28.

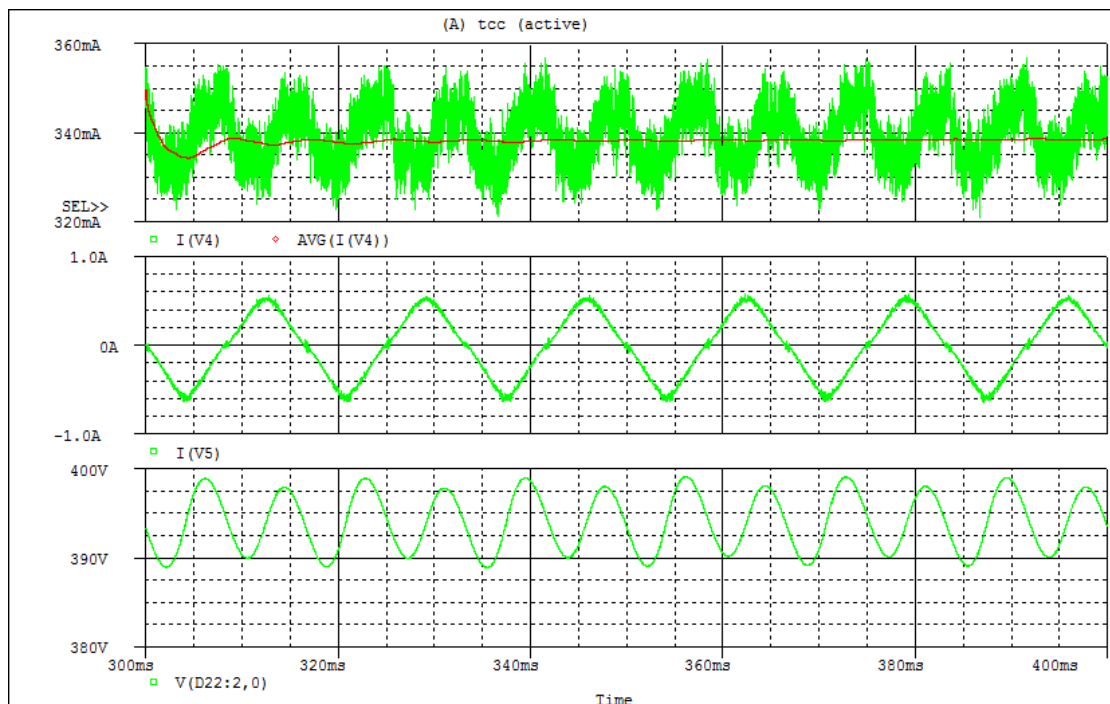


Figura 28: Formas de onda do circuito no ORCAD para 100kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

A distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada apresentou uma deformação de 0,771%, estando dentro do permitido e também foram verificadas as distorções harmônicas individuais, as quais também ficaram dentro dos limites das normas IEC 61000-3-2. Aqui será apresentada a figura 29 com as 30 primeiras harmônicas, mas foram analisadas as 100 primeiras.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 7.7106E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.0000E+05	1.2441E-03	1.0000E+00	-1.5565E+02	0.0000E+00
2	2.0000E+05	5.0570E-04	4.0648E-01	1.7966E+02	4.9096E+02
3	3.0000E+05	3.1892E-04	2.5635E-01	1.7857E+02	6.4552E+02
4	4.0000E+05	2.3647E-04	1.9007E-01	-1.7689E+02	4.4571E+02
5	5.0000E+05	2.0439E-04	1.6429E-01	-1.7172E+02	6.0653E+02
6	6.0000E+05	1.6279E-04	1.3085E-01	-1.7396E+02	7.5994E+02
7	7.0000E+05	1.4033E-04	1.1280E-01	-1.6771E+02	9.2183E+02
8	8.0000E+05	1.2379E-04	9.9503E-02	-1.6762E+02	1.0776E+03
9	9.0000E+05	1.1372E-04	9.1407E-02	-1.6551E+02	1.2353E+03
10	1.0000E+06	9.4932E-05	7.6306E-02	-1.6326E+02	1.3932E+03
11	1.1000E+06	9.5209E-05	7.6529E-02	-1.5933E+02	1.5528E+03
12	1.2000E+06	8.1190E-05	6.5260E-02	-1.6061E+02	1.7072E+03
13	1.3000E+06	7.8396E-05	6.3014E-02	-1.5632E+02	1.8671E+03
14	1.4000E+06	6.9911E-05	5.6194E-02	-1.5499E+02	2.0241E+03
15	1.5000E+06	6.9657E-05	5.5990E-02	-1.5329E+02	2.1814E+03
16	1.6000E+06	6.1705E-05	4.9598E-02	-1.5263E+02	2.3378E+03
17	1.7000E+06	6.0400E-05	4.8549E-02	-1.5011E+02	2.4959E+03
18	1.8000E+06	5.6361E-05	4.5302E-02	-1.4779E+02	2.6539E+03
19	1.9000E+06	5.6536E-05	4.5444E-02	-1.4828E+02	2.8090E+03
20	2.0000E+06	4.9812E-05	4.0038E-02	-1.4661E+02	2.9664E+03
21	2.1000E+06	5.1715E-05	4.1568E-02	-1.4135E+02	3.1273E+03
22	2.2000E+06	4.9988E-05	4.0180E-02	-1.4473E+02	3.2795E+03
23	2.3000E+06	4.5505E-05	3.6577E-02	-1.4004E+02	3.4399E+03
24	2.4000E+06	4.5999E-05	3.6973E-02	-1.3648E+02	3.5991E+03
25	2.5000E+06	4.6551E-05	3.7418E-02	-1.3646E+02	3.7548E+03
26	2.6000E+06	4.0785E-05	3.2783E-02	-1.3626E+02	3.9106E+03
27	2.7000E+06	4.3156E-05	3.4689E-02	-1.2706E+02	4.0755E+03
28	2.8000E+06	4.0192E-05	3.2306E-02	-1.3113E+02	4.2270E+03
29	2.9000E+06	4.0111E-05	3.2241E-02	-1.2294E+02	4.3909E+03
30	3.0000E+06	3.6070E-05	2.8993E-02	-1.3135E+02	4.5381E+03

Figura 29: 30 Primeiras harmônicas ORCAD para 100kHz e 127V.

Fonte: Autoria Própria.

As 100 primeiras harmônicas para a simulação, com uma frequência de comutação de 100kHz, podem ser vistas no apêndice H.

2.10 IMPLEMENTAÇÃO

Neste item será analisado os resultados da implementação do projeto para todas as frequências de comutação, dos interruptores, que foram testadas (60kHz, 80kHz e 100kHz).

Para os testes de laboratório foi utilizada uma placa de circuito impresso, com o circuito do conversor e um *protoboard* com o circuito do comando simétrico que controla os MOSFETs. Os equipamentos utilizados foram: um osciloscópio, um wattímetro, uma fonte CC para a alimentação do circuito de modulação e uma fonte CA (127V) para a alimentação do conversor e também uma carga formada por três módulos de LEDs (34 LEDs), já existente no laboratório. Aqui será descrito os procedimentos utilizados durante a realização dos testes.

A primeira etapa foi a montagem do circuito do comando simétrico no *protoboard* e sua verificação.

A segunda etapa foi a confecção da placa do conversor, que depois de pronta foi testada, para possíveis curtos, para garantir o seu correto funcionamento. A seguir ligou-se a fonte CC para que o circuito de comando enviasse os pulsos para os MOSFETs, sem a parte de potência da placa funcionando. Foram medidos com as ponteiros, do osciloscópio, os pulsos que estavam sendo entregues nos *gates* dos MOSFETs.

Notando-se que o sinal de comando estava chegando com o nível de tensão necessário, com o mínimo de ruídos possíveis e com seu complementar correto iniciou-se a próxima etapa.

Com a parte do comando ainda em funcionamento ligou-se a fonte de alimentação alternada na entrada da placa, fazendo a parte do circuito de potência funcionar. Aumentando a tensão gradativamente percebeu-se que os LEDs acenderam com uma intensidade luminosa moderada e que a mesma aumentava à medida que mais tensão era colocada na entrada da placa.

Com as fontes desligadas conectou-se então ao circuito o wattímetro atentando-se para o fato de as correntes serem sempre medidas em série e as tensões em paralelo. Foram ligadas as ponteiros para medir tensão e corrente na entrada e na saída para que o equipamento pudesse calcular o rendimento do conversor.

Também foram adicionadas a placa as ponteiros de medição, do osciloscópio, de corrente de entrada e da corrente nos LEDs.

Religou-se a fonte CC e com as ponteiras novamente nos MOSFETs foi ajustada a primeira frequência de comutação que seria utilizada, no caso 60kHz. Retirou-se os *prints* dos comandos que serão apresentados adiante.

Com as pontas de prova agora no barramento, ligou-se a fonte de alimentação alternada e ajustou-se a tensão para 90V (primeiro valor de tensão utilizado na varredura) verificando tal medição na tela do wattímetro que estava conectado em paralelo com a entrada.

Ajustou-se as escalas para as duas novas medições a serem feitas no osciloscópio, colocado na sua tela as formas de onda de corrente de entrada, corrente nos LEDs e frequência de comutação. Retirou-se o primeiro print.

Depois tirou-se o segundo print com as formas de onda de corrente de entrada, corrente nos LEDs e tensão no barramento e no wattímetro do rendimento que estava sendo medido.

Como a tensão no barramento e a corrente nos LEDs estava baixa, alterou-se o valor da frequência de comutação no potenciômetro do circuito de comando até a corrente nos LEDs atingir 350mA o qual era o valor especificado para o projeto.

Foram retirados novos *prints* com corrente de entrada, corrente nos LEDs e a nova frequência de comutação aparecendo na tela e posteriormente com corrente de entrada, corrente nos LEDs e tensão de barramento aparecendo na tela. Também se retirou um print do novo rendimento que estava sendo medido no wattímetro.

Com as ponteiras novamente nos MOSFETs, alterou-se a frequência novamente para 60kHz para que o próximo teste de varredura de tensão fosse executado. A partir desse ponto repetiu-se esse processo acima descrito para todas as outras medições de tensão de entrada e frequência utilizados nos testes.

Para os testes em 100kHz, também se visualizou as formas de onda da corrente nos indutores de entrada e saída para baixa e alta frequência, que serão descritas no item 2.10.1.4, utilizando as ponteiras de corrente do osciloscópio.

2.10.1 Testes E Resultados Do Projeto

Para os testes do projeto foi utilizado um comando simétrico e três frequências de comutação diferentes de 60kHz, 80kHz e 100kHz visando analisar o funcionamento do conversor em diferentes situações e notar a sua maleabilidade. Para cada uma das frequências citadas foi feita uma varredura de tensão iniciada em 90V e terminada em 135V. A seguir serão apresentados os resultados obtidos.

2.10.1.1 Projeto frequência de comutação 60khz

Para fazer os testes práticos em 60kHz foi necessário regular o circuito de comando dos MOSFETs para tal frequência. Na figura 30 pode ser visto no canal 2 a modulação que estava no *gate* de M₁:

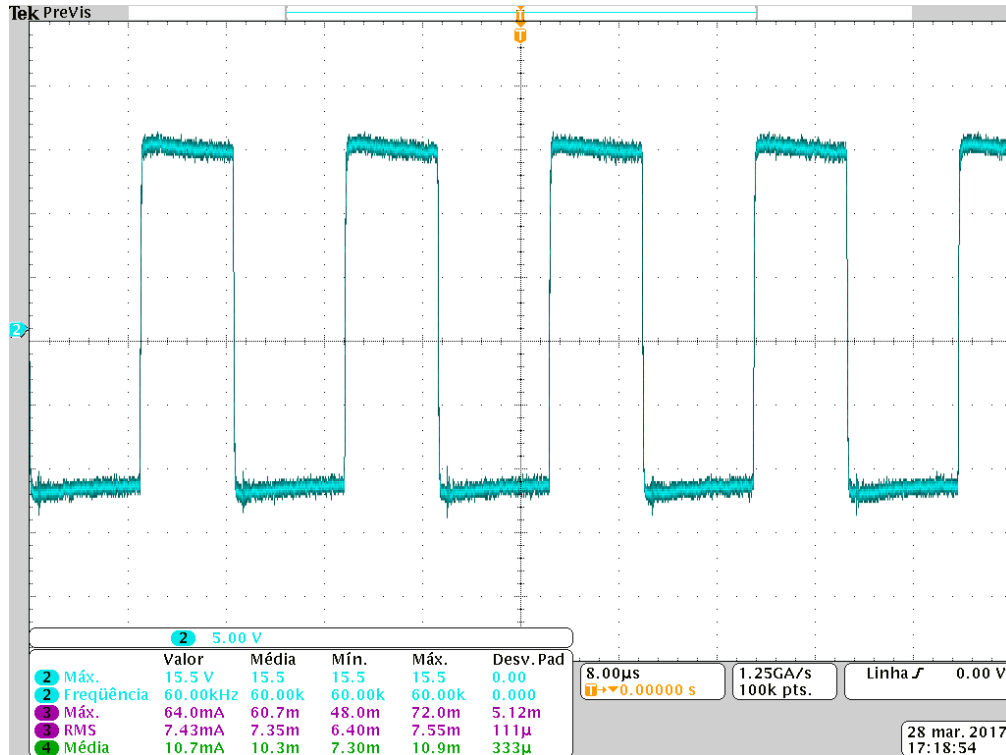


Figura 30: Sinal do comando para M₁.

Fonte: Autoria Própria.

E a figura 31 mostra a modulação complementar em M₂:

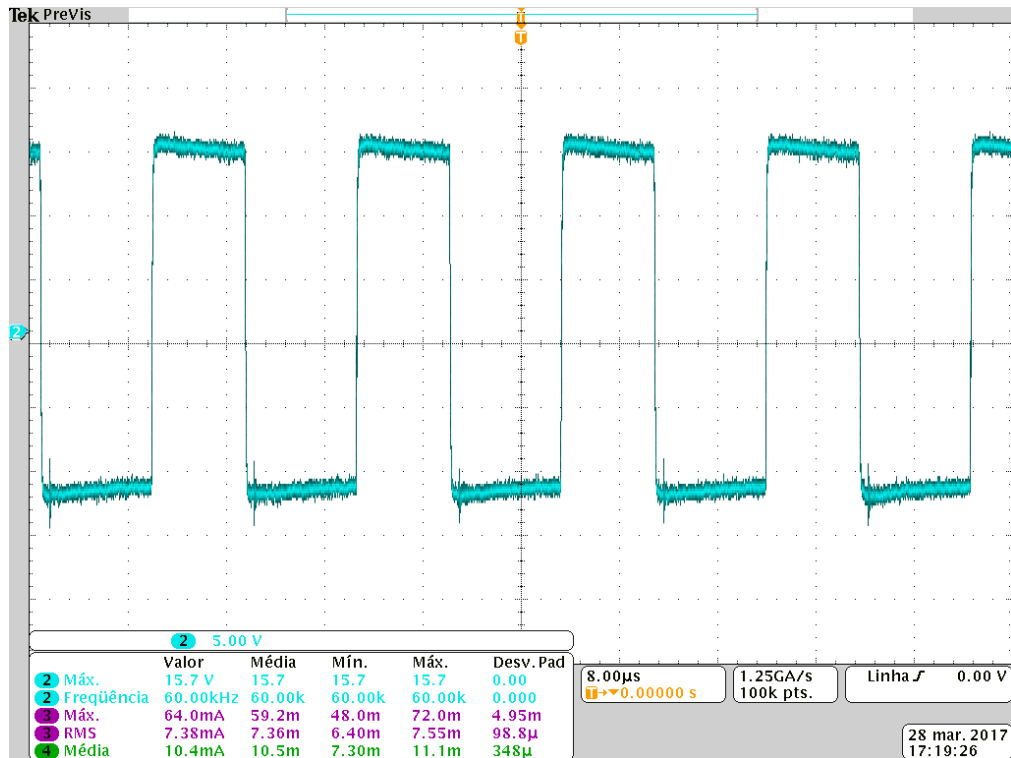


Figura 31: Sinal do comando para M₂.

Fonte: Autoria Própria.

Têm-se agora a tabela 11 indicando quais as variáveis que os canais do osciloscópio estavam medindo:

Tabela 11: Legenda para os *prints* do osciloscópio.

Canal 2	Canal 3	Canal 4
Frequência/Tensão no Comando	Corrente de entrada	Corrente de saída
Tensão no barramento		

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.1.1 Tensão de alimentação 90V

Iniciaram-se os testes do conversor utilizando uma tensão de alimentação de 90V, onde pode-se notar alguns detalhes no comportamento do circuito. A tensão no barramento ficou em 246,1V apresentando um valor inferior ao esperado da simulação para uma alimentação de 127V. Isso ocorreu justamente pela menor alimentação que estava sendo fornecida, conseqüentemente as correntes também foram inferiores: a corrente nos LEDs alcançou um valor médio de 185,9mA e os LEDs brilharam em menor intensidade.

A figura 32 apresenta as formas de onda de corrente e tensão verificadas neste momento, assim como seus valores. Neste caso o rendimento do conversor foi de 92,31% e o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,58%. E para constatar que as formas de onda são realmente em 60kHz, uma segunda tela é apresentada na figura 33.

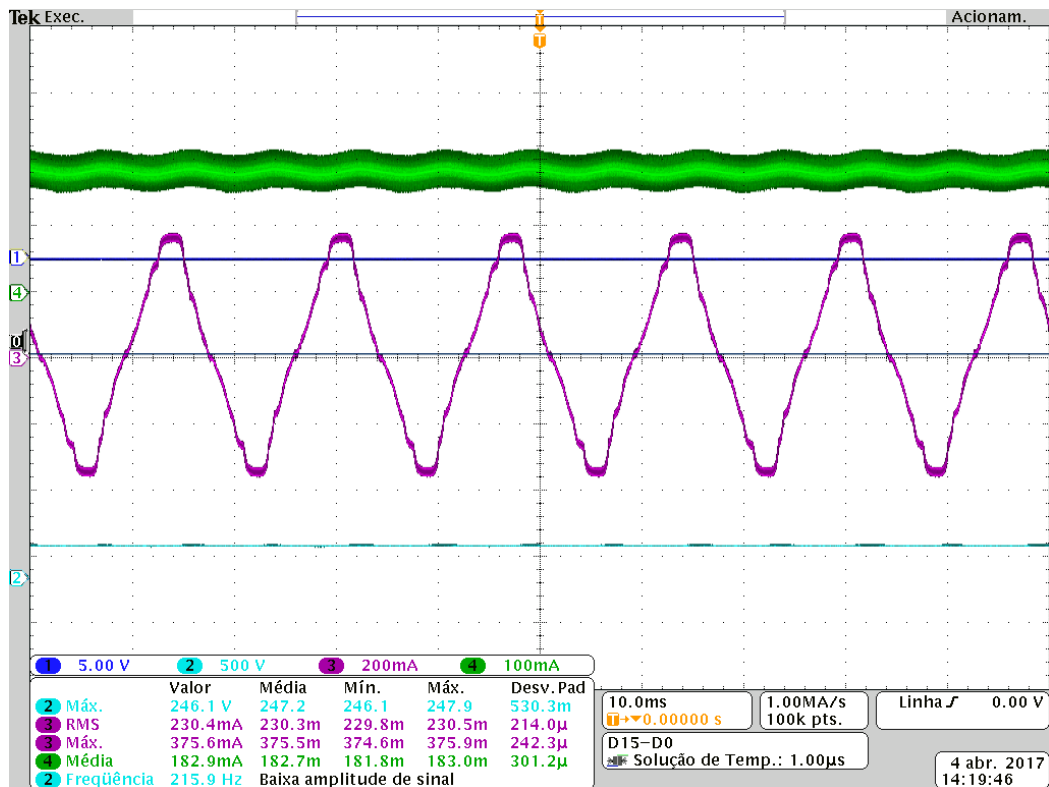


Figura 32: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

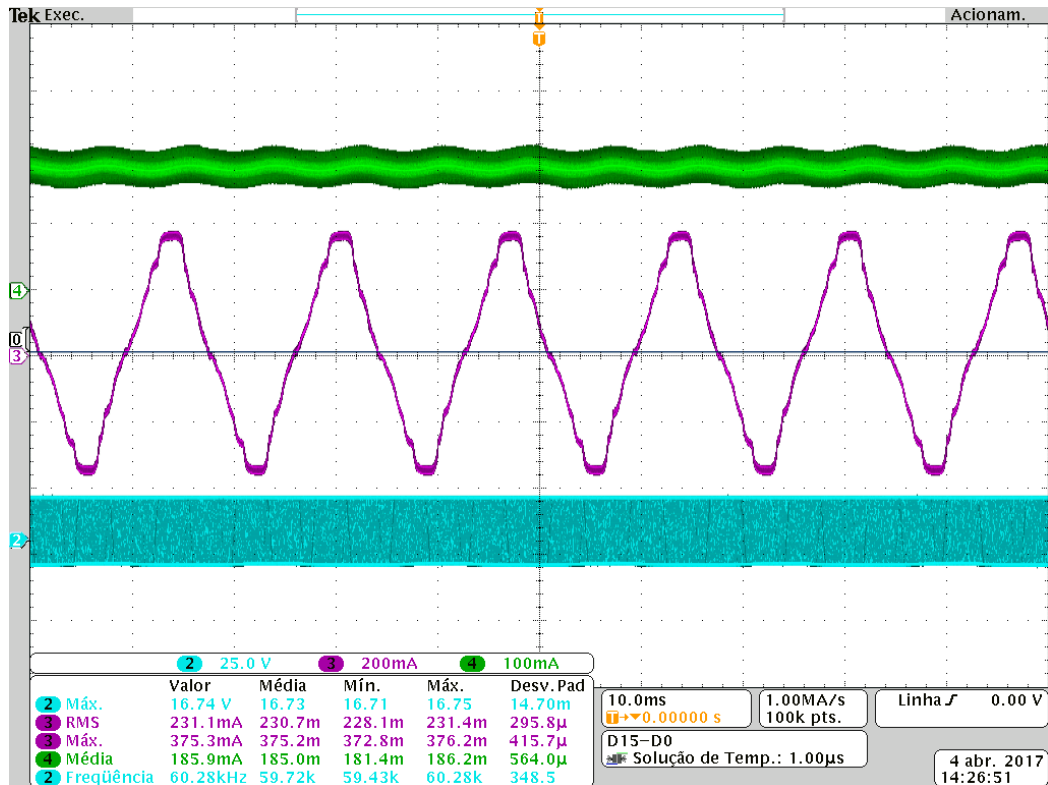


Figura 33: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Para fazer com que os valores do projeto fossem alcançados, nessa configuração, foi alterado o valor da frequência de modulação abaixando-a até chegar ao valor de 33,05kHz (figura 34).

Isso ocorre por causa dos indutores, quando aplicada uma tensão alternada a este componente a tensão irá variar constantemente assim como sua corrente. A corrente por sua vez aumenta até um valor máximo e depois diminui invertendo o sentido da circulação até atingir seu valor máximo novamente. Essa variação de tensão leva a uma oposição de corrente, chamada de reatância indutiva que depende do valor do indutor e da frequência. Quando essa frequência é elevada as variações de tensão serão mais rápidas e a reatância por sua vez maior.

Neste caso para aumentar a corrente nos LEDs deve-se diminuir a reatância de L_s diminuindo a frequência de comutação.

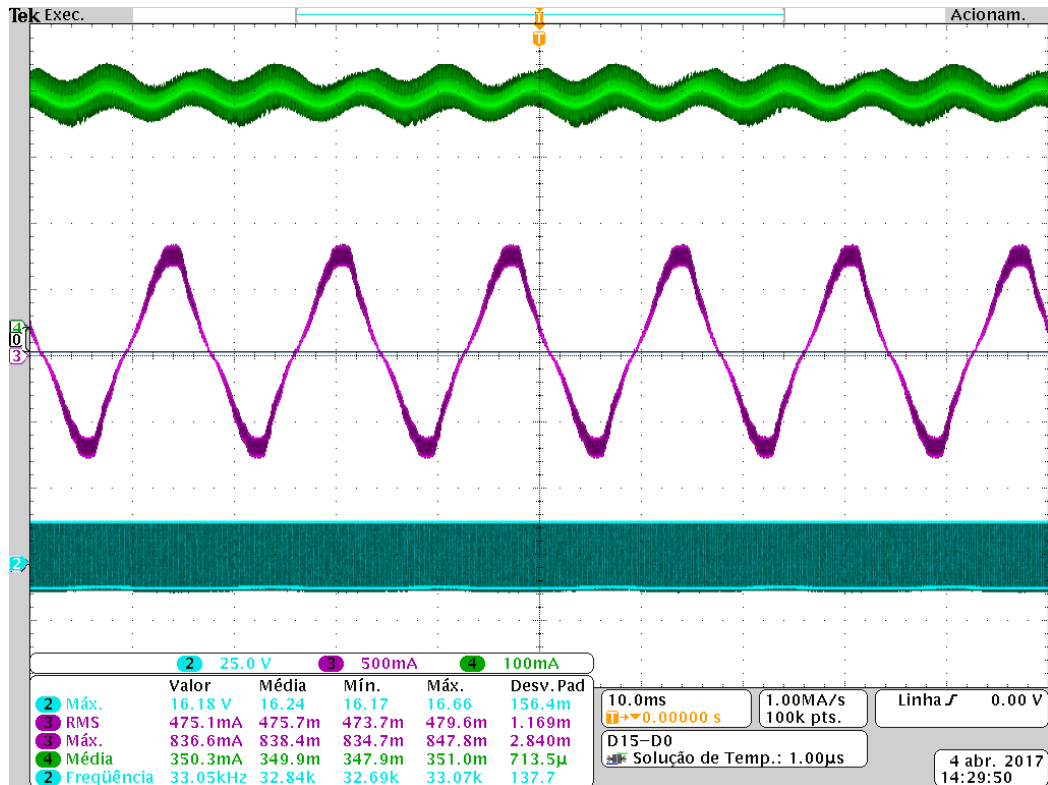


Figura 34: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Agora pode-se perceber pelas figuras 34 e 35 que a corrente nos LEDs atingiu 350mA, mas a tensão no barramento é menor que a esperada pois a reatância de L_s diminuiu. E o rendimento do conversor diminuiu, pois ele está trabalhando em condições diferentes das previstas no projeto, ficando com 90,60%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

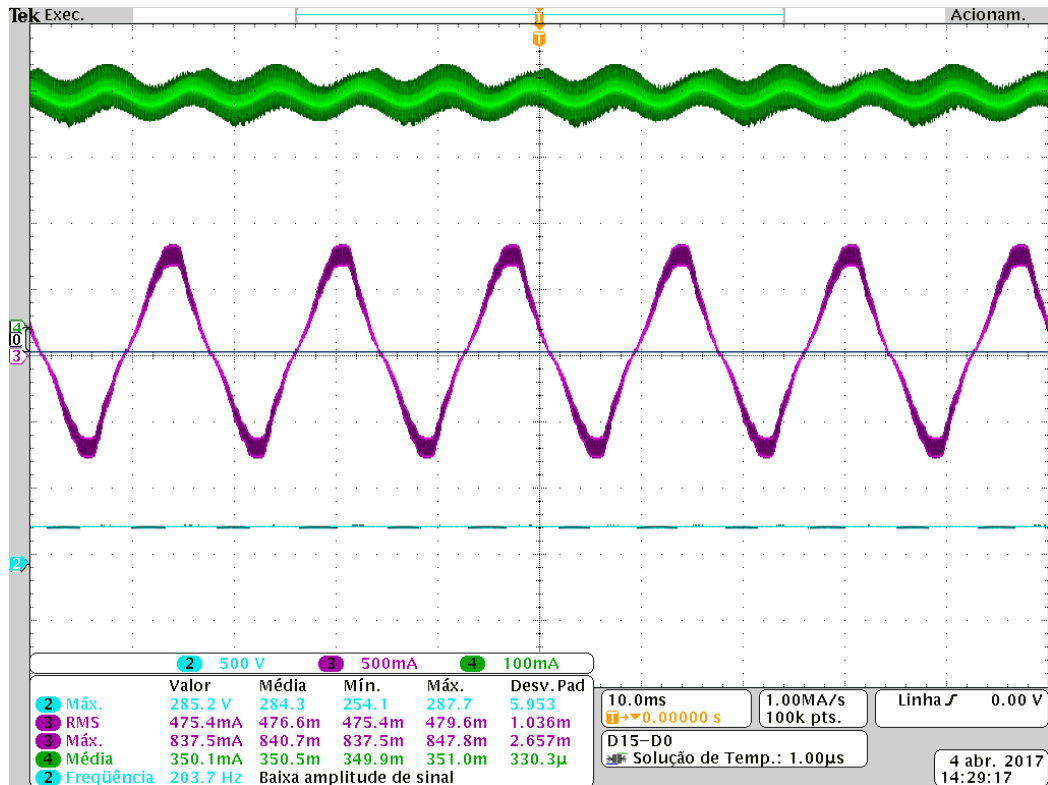


Figura 35: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.1.2 Tensão de alimentação 110V

A próxima tensão usada foi 110V e a frequência e a frequência foi regulada para 60kHz novamente.

Nota-se nas figuras 36 e 37 que o conversor apresentou um comportamento semelhante ao anterior por se tratar de uma tensão de alimentação também inferior a utilizada no projeto. A tensão no barramento aumentou para 345,5V e a corrente média nos LEDs ficou em 262,4mA. E o rendimento neste caso foi de 91,78%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

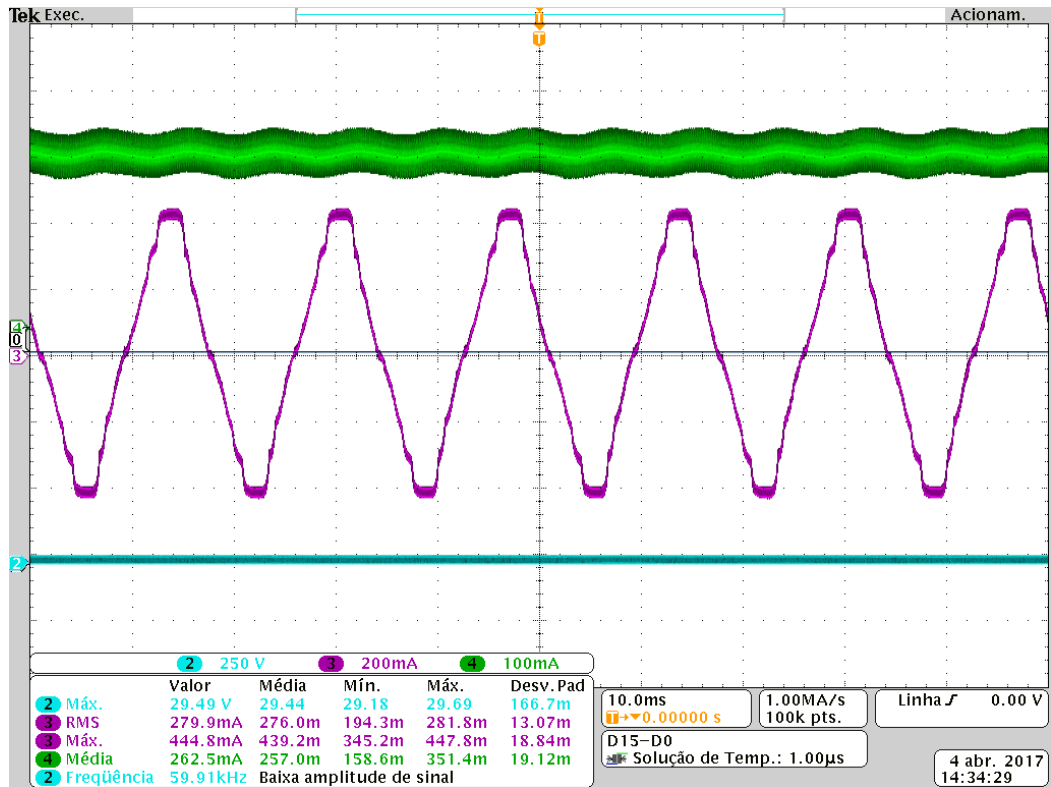


Figura 36: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

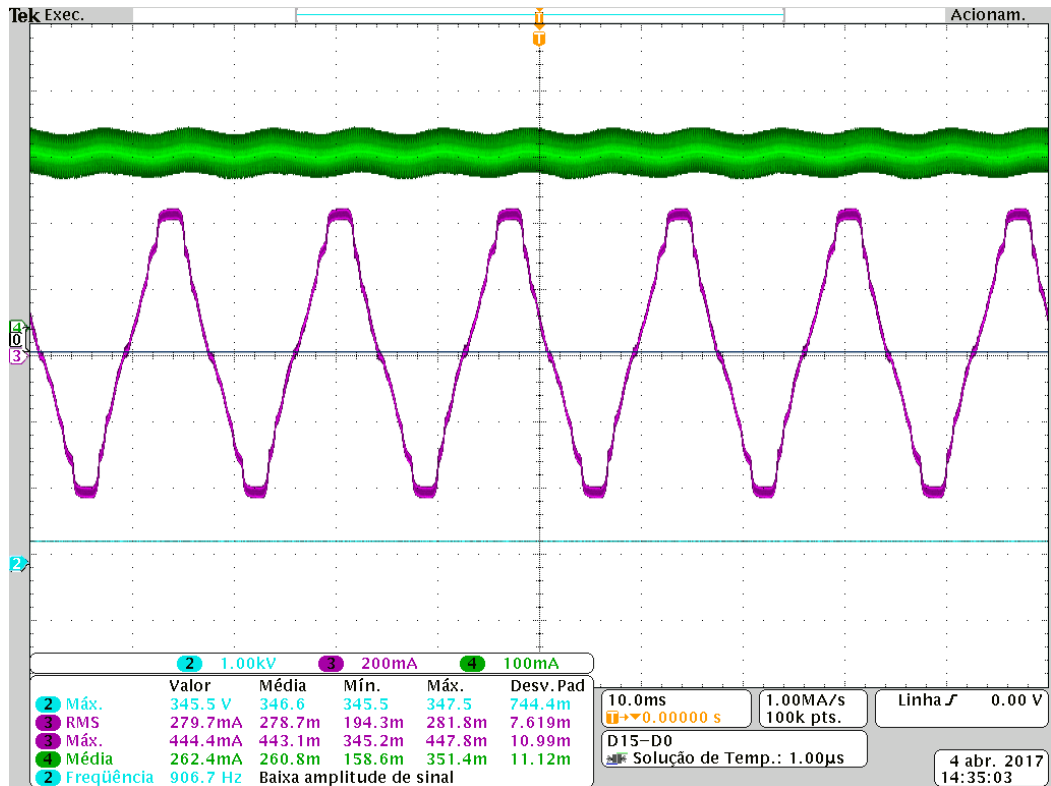


Figura 37: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Para fazer com que os valores do projeto fossem alcançados, nessa configuração, foi alterado o valor da frequência de comutação pelo mesmo motivo que para a tensão de 90V, chegando ao valor de 45,09kHz (figuras 38 e 39).

A corrente média nos LEDs é de 350mA, o barramento está em 360V, o rendimento foi de 91,36% e o fator de potência calculado, a partir da equação (89), foi de 99,9%.

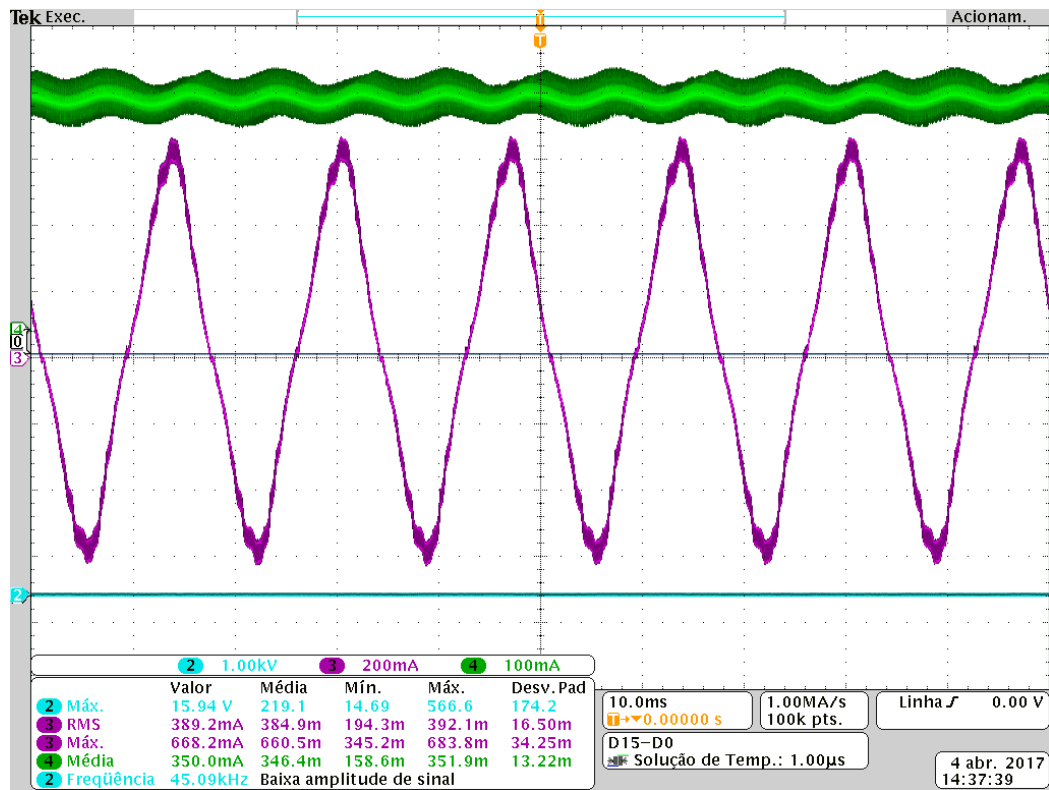


Figura 38: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

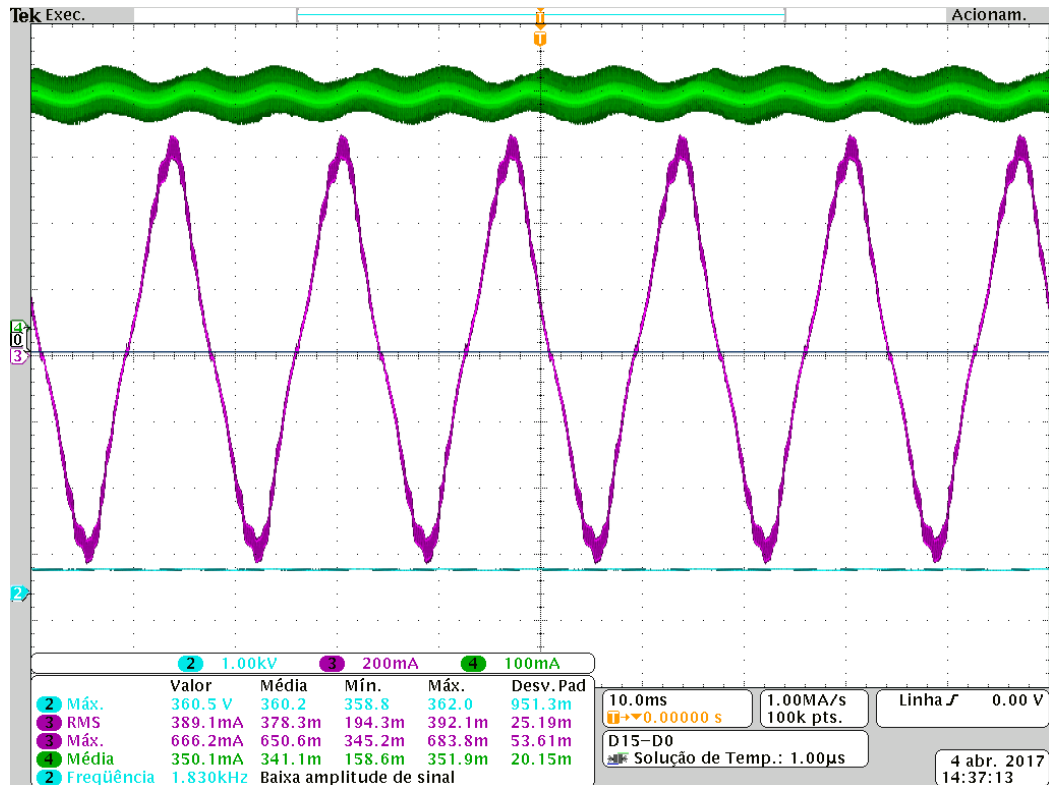


Figura 39: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.1.3 Tensão de alimentação 127V

A próxima tensão de alimentação testada é a 127V, ou seja, a mesma do projeto e da simulação apresentada. Novamente a frequência será de 60kHz, ficando com as formas de onda apresentadas nas figuras 40 e 41. A figura 40 mostra, além das correntes, a tensão e frequência no comando e a figura 41 mostra no canal 2 a tensão no barramento no lugar das medidas do comando.

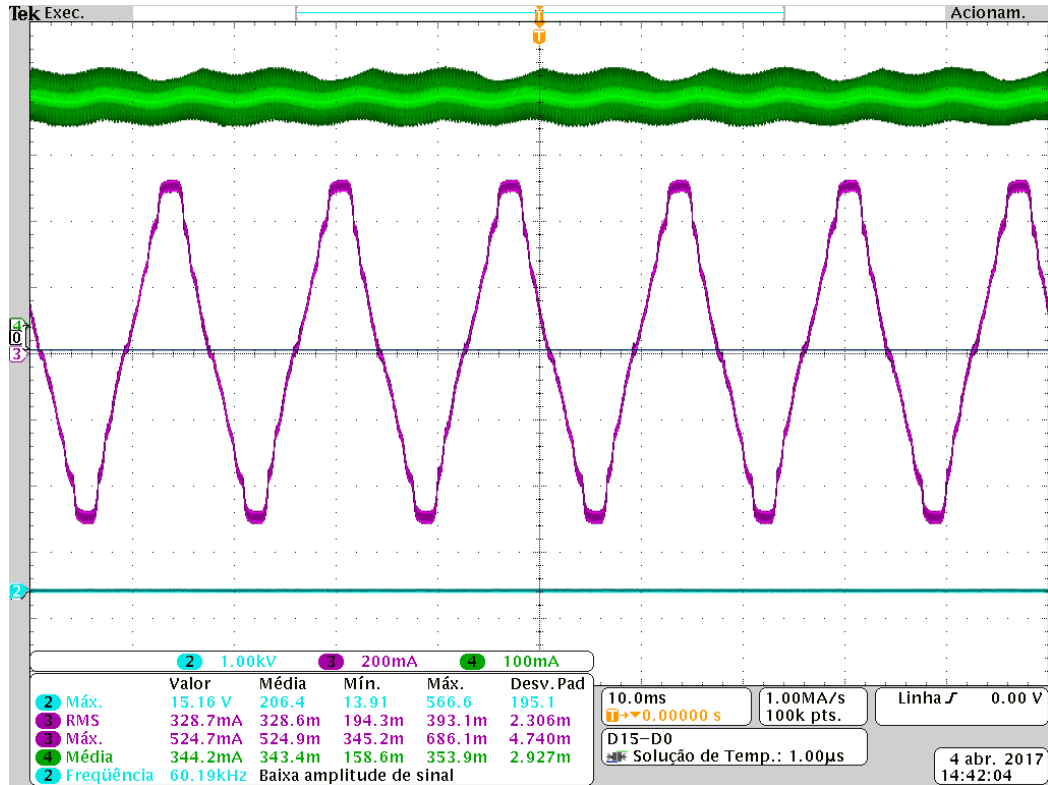


Figura 40: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

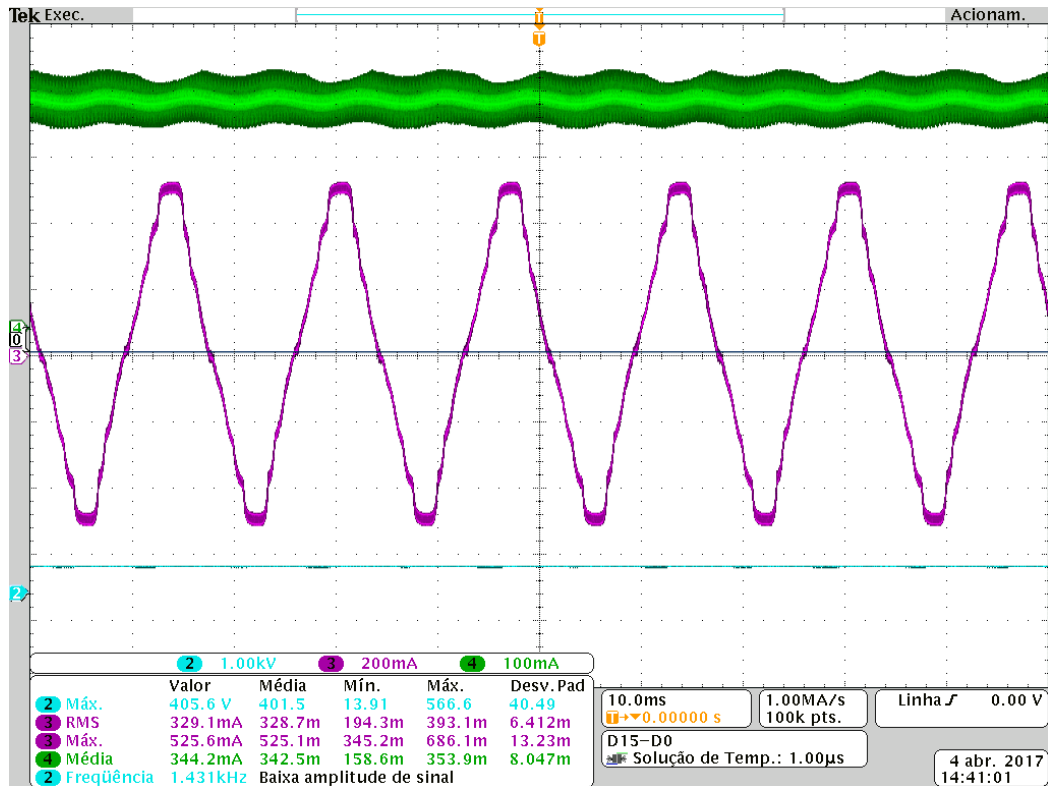


Figura 41: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Para a tensão projetada pode-se notar que a corrente média nos LEDs é de 344,2mA e a tensão no barramento é de 405,6V valores próximos aos projetados. Comparando os valores encontrados no experimento prático com os simulados têm-se que: a corrente média nos LEDs apresenta um percentual de erro de apenas 4,17% e a tensão no barramento de 4,56%. O rendimento foi de 90,89% sendo que o rendimento para o qual o conversor foi projetado era de 92% apresentando assim um erro percentual de 1,11%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

2.10.1.1.4 Tensão de alimentação 135V

A última tensão de alimentação testada foi 135V e 60kHz (figuras 42 e 43). A frequência e tensão no comando podem ser vistas na figura 42, junto com as correntes de entrada e saída.

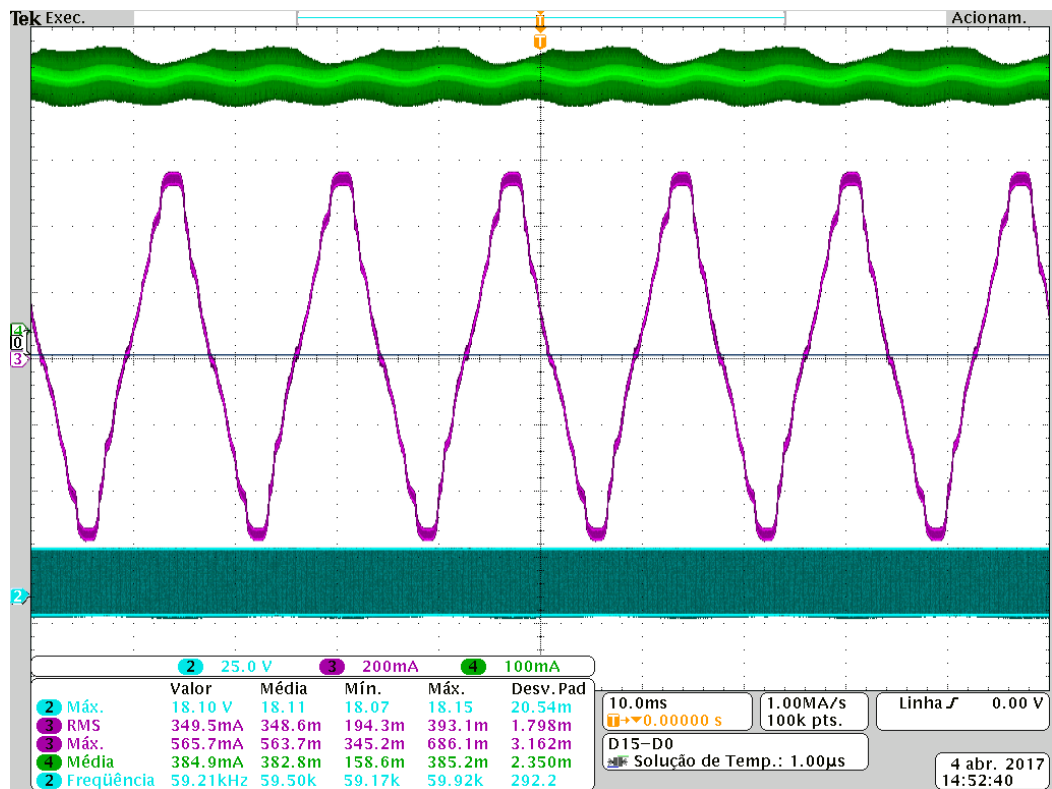


Figura 42: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Nesta tensão o conversor tem um comportamento inverso aos casos anteriores pois agora a tensão de alimentação é maior do que a projetada, assim neste momento a corrente média nos LEDs é de 383,7mA e a tensão no barramento é de 414V, a frequência então deve aumentar para que se chegue aos valores especificados. O

rendimento neste caso foi de 90,48%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

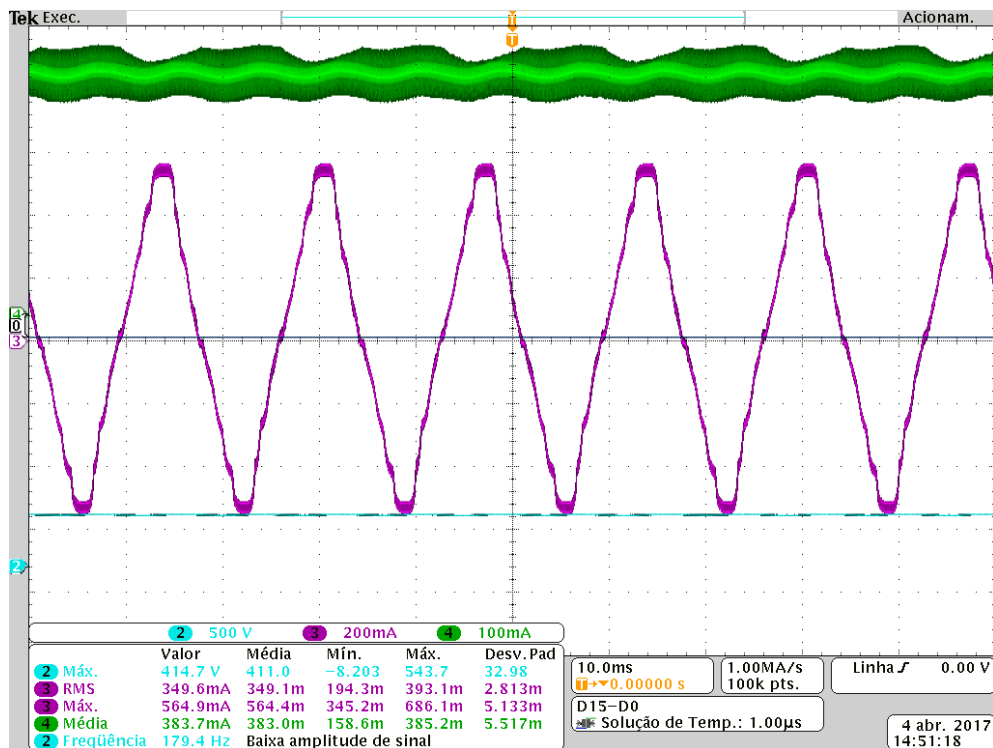


Figura 43: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Alterando a frequência para 63,96kHz, chega-se aos valores de projeto.

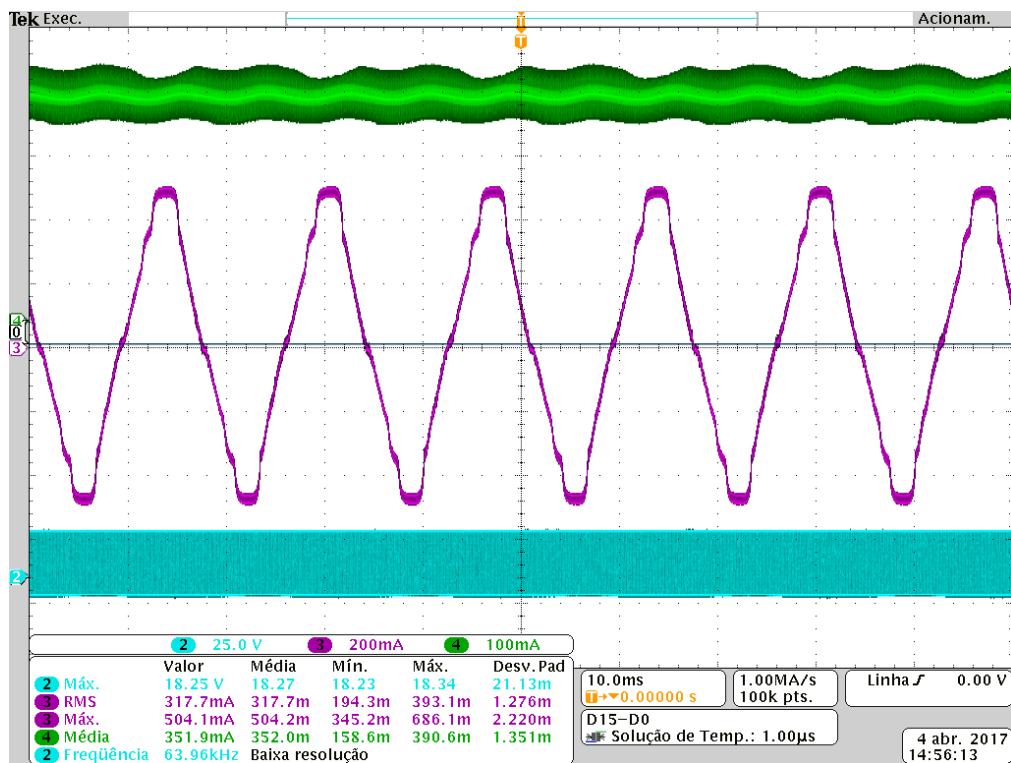


Figura 44: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

A corrente média nos LEDs fica 350mA e a tensão no barramento em 407,6V e depois de alterada a frequência o rendimento foi de 90,461%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

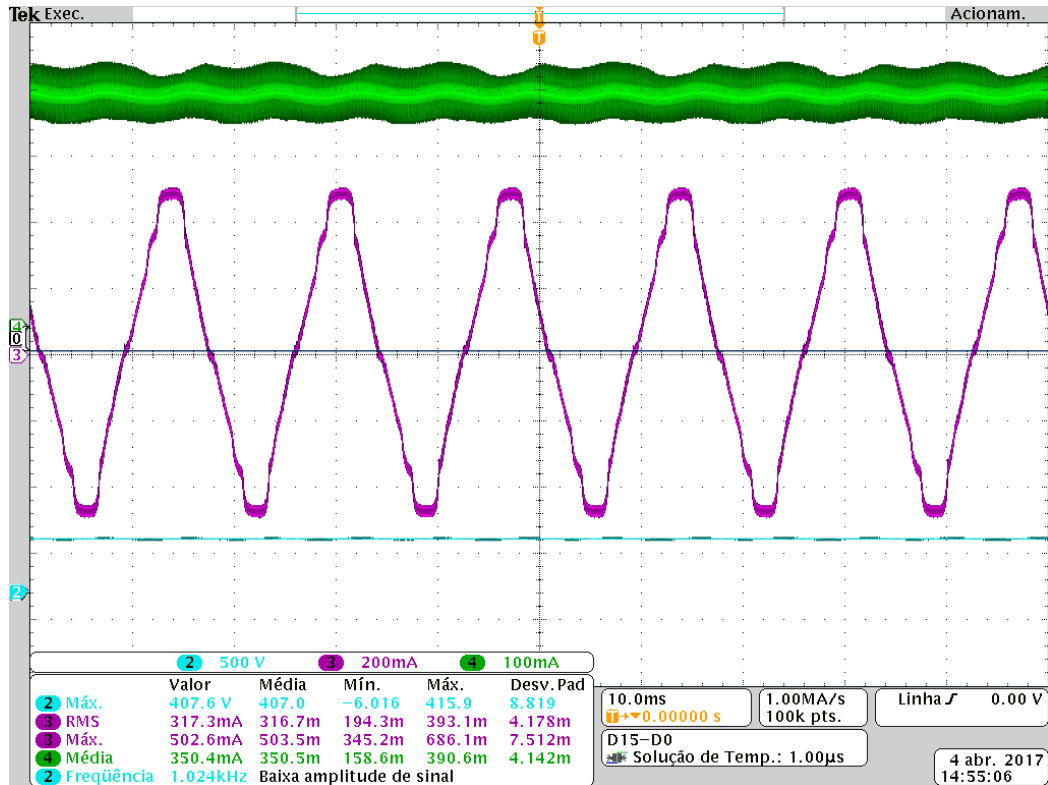


Figura 45: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.2 Projeto frequência de comutação 80kHz

Para dar início ao teste prático a primeira mudança feita foi alterar a frequência de comutação para 80kHz, como é possível ver nas figuras 46 e 47.

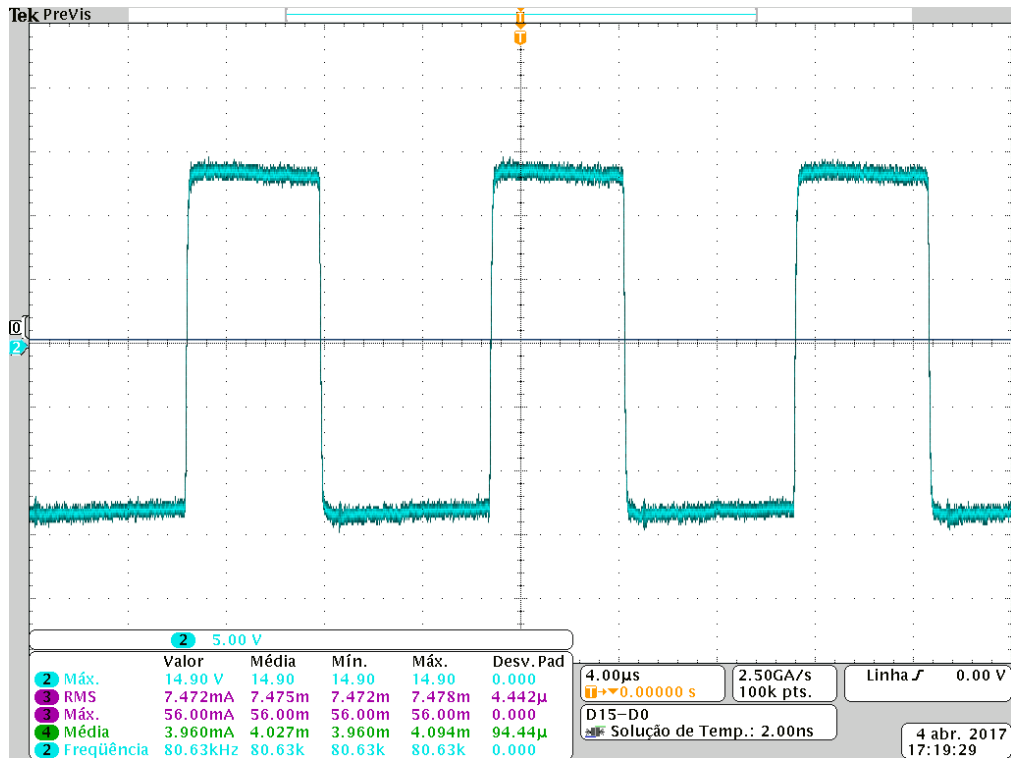


Figura 46: Sinal do comando para M₁.

Fonte: Autoria Própria.

E o comando complementar para M₂ dado por:

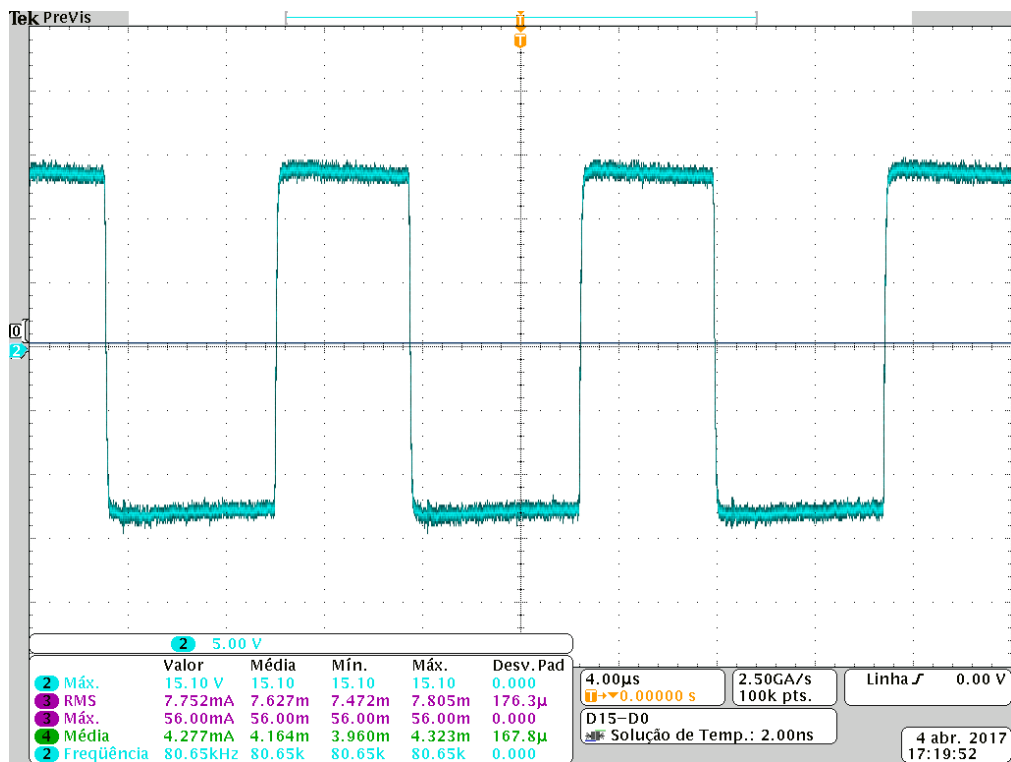


Figura 47: Sinal do comando para M₂.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.2.1 Tensão de alimentação 90V

Novamente a varredura de tensão começou em 90V e com uma frequência de 80kHz (figuras 48 e 49).

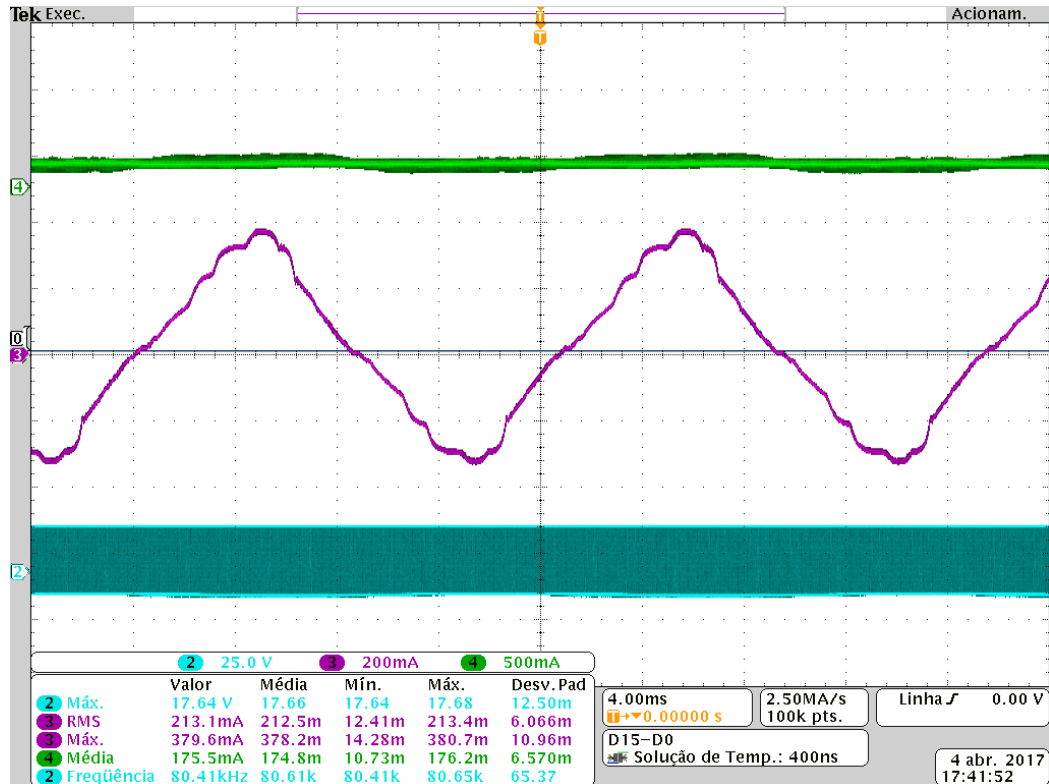


Figura 48: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Neste caso a corrente média dos LEDs alcançou 175mA, a tensão no barramento 247,8V (figura 49), o rendimento foi de 91,72% e o fator de potência calculado foi de 99,9%.

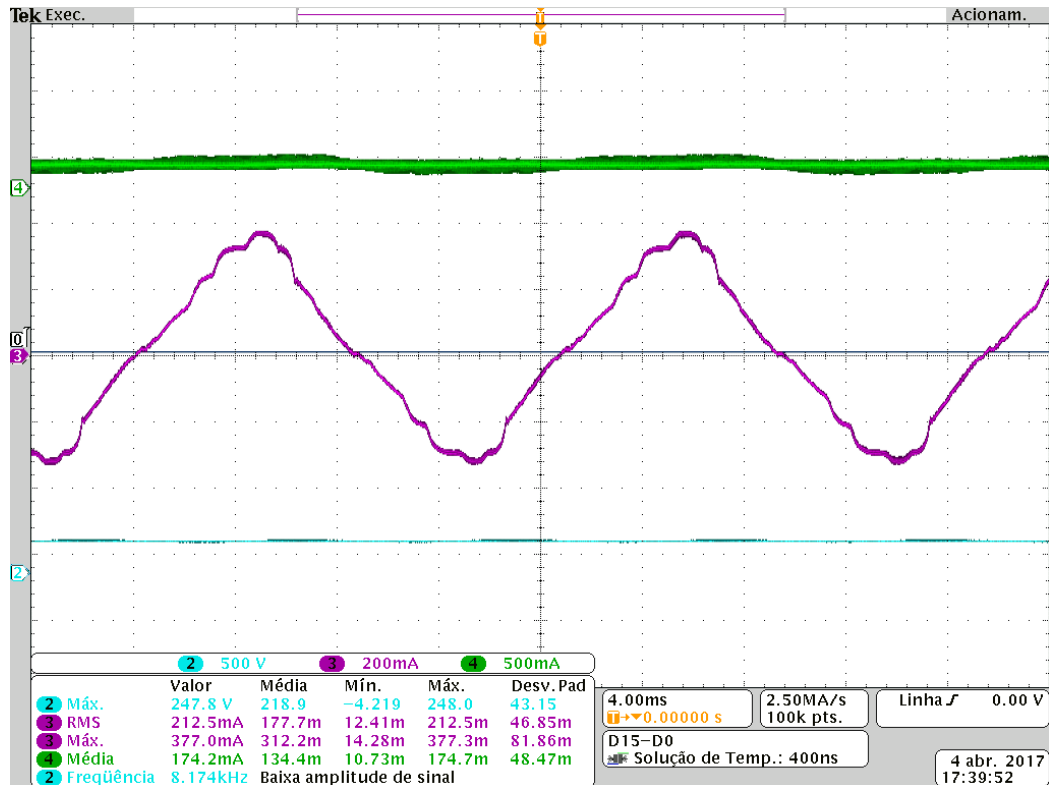


Figura 49: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Como nos casos anteriores a frequência foi alterada para que se pudesse ficar com uma corrente média nos LEDs de 350mA, assim alterou-se ela para 41,97kHz (figura 50). A corrente média nos LEDs estabilizou no valor adequado e assim como deveria a tensão do barramento está menor do que na simulação do projeto em 127V (figura 51).

O rendimento foi de 90,37%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

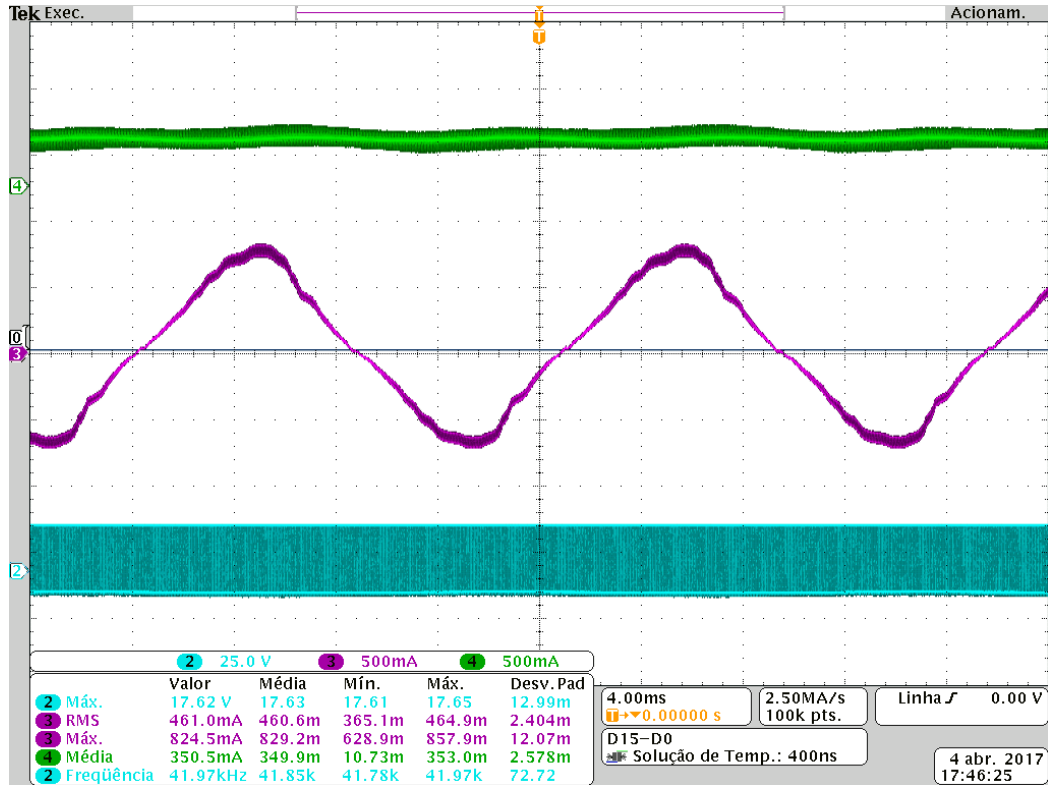


Figura 50: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

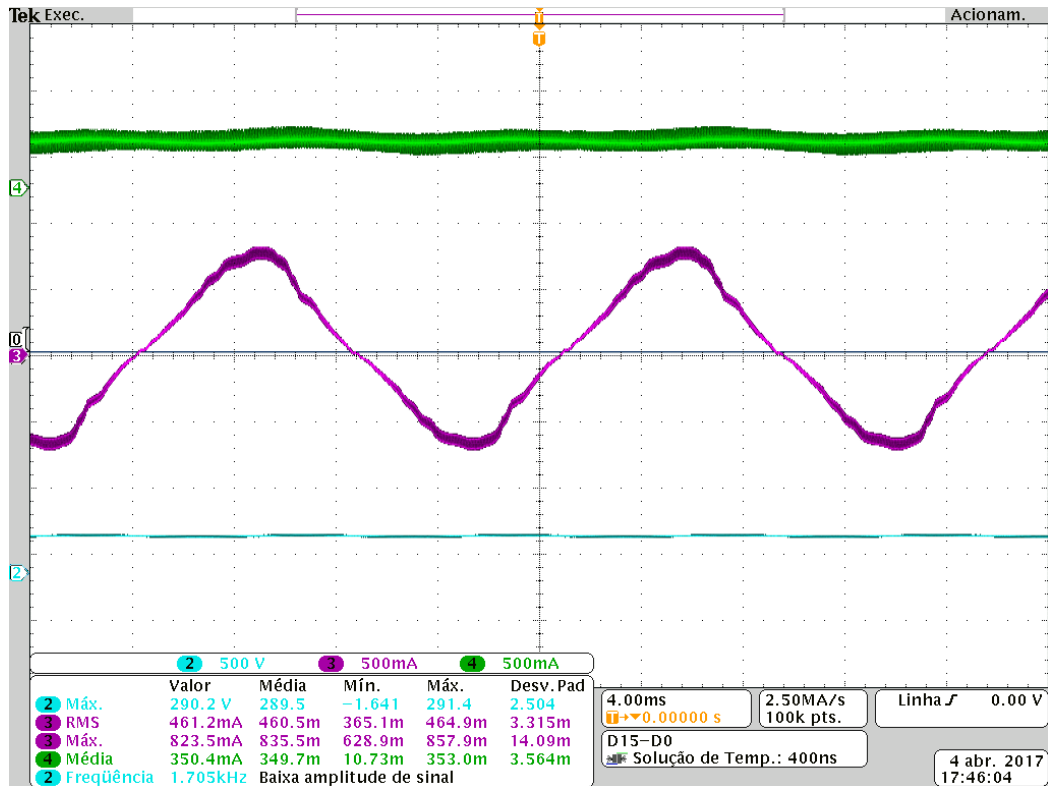


Figura 51: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.2.2 Tensão de alimentação 110V

Para a tensão de entrada de 110V e com a frequência novamente em 80kHz, têm-se as formas de ondas mostradas nas figuras 52 e 53:

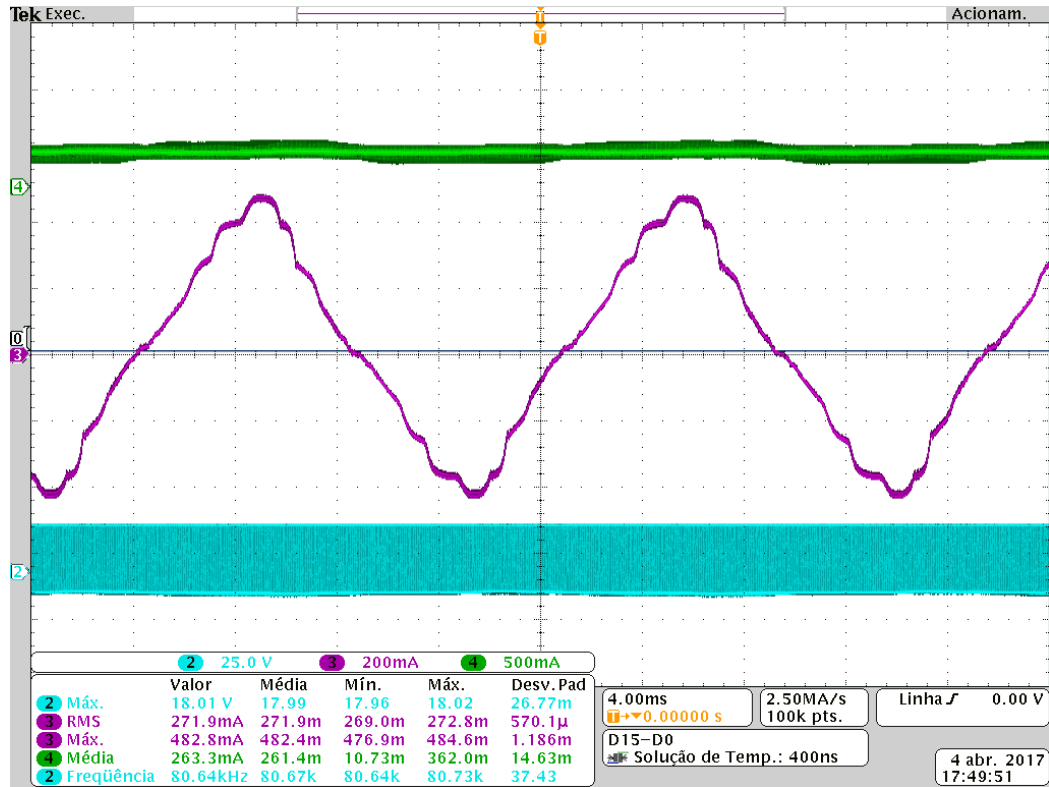


Figura 52: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Nota-se que a corrente média nos LEDs é de 263mA e já é maior que no caso anterior mas ainda assim menor do que a projetada e a tensão no barramento é de 311,7V (figura 53).

E o rendimento é de 90,94%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

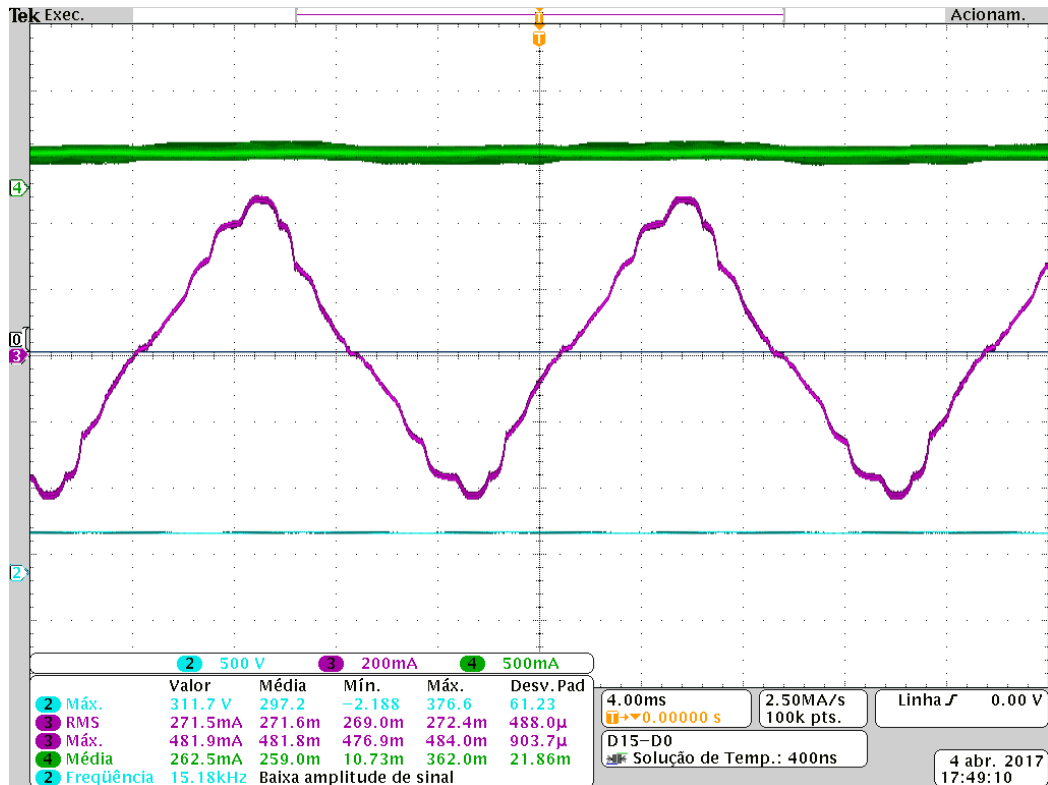


Figura 53: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Alterando a frequência para 59,89kHz (figura 54) obteve-se a corrente média especificada para os LEDs (350mA) e a tensão no barramento é de 329,7V (figura 55).

E o rendimento para este caso foi de 90,71%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

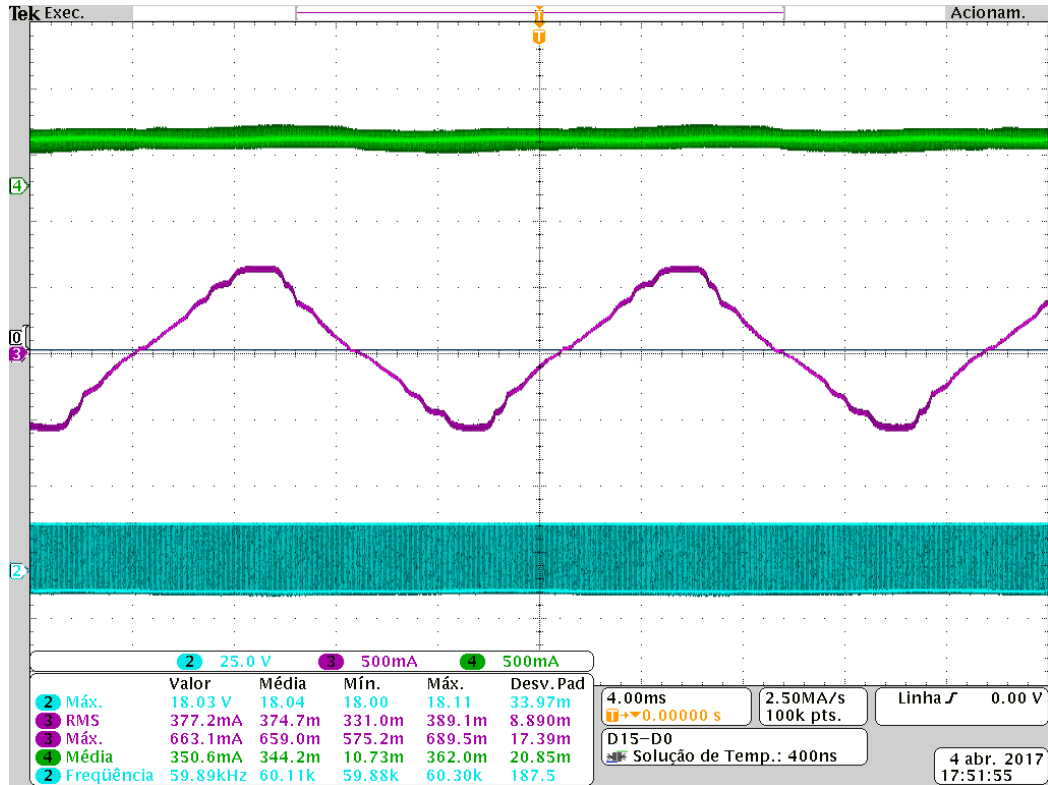


Figura 54: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

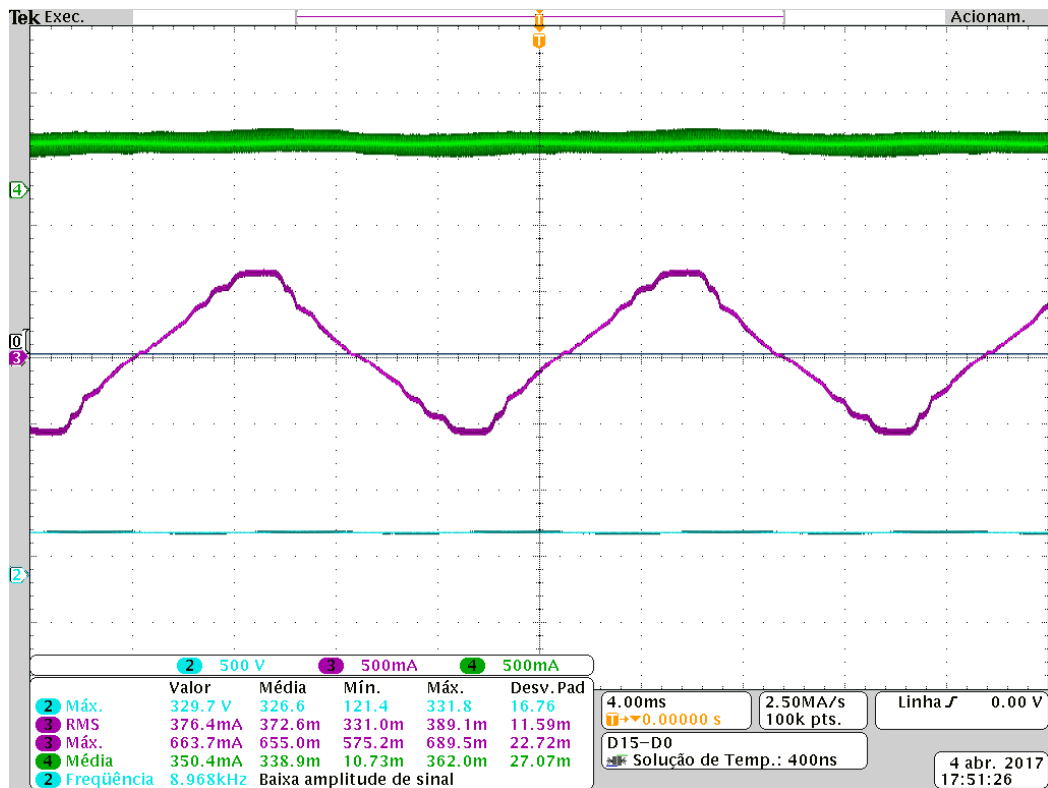


Figura 55: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.2.3 Tensão de alimentação 127V

A próxima tensão é de 127V e novamente 80kHz na frequência de comutação (figura 56 e 57).

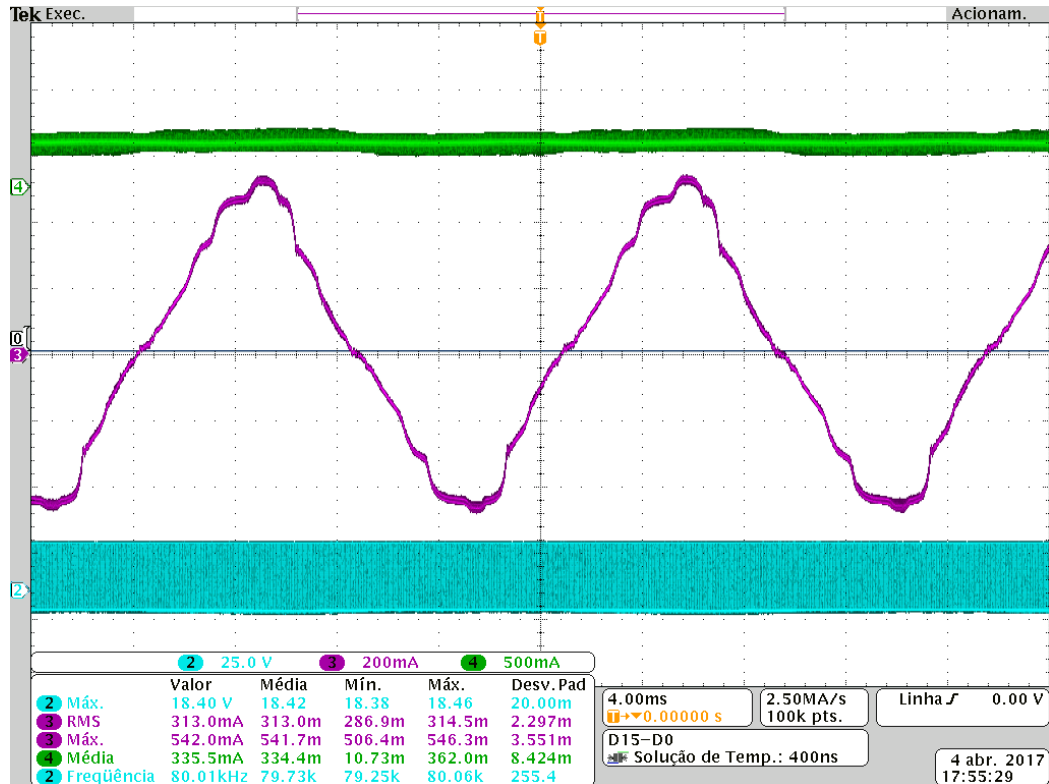


Figura 56: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Para 127V têm-se uma corrente média de 335,5mA e a tensão no barramento é de 370,7V (figura 57). Comparando os valores encontrados no experimento prático com os simulados têm-se que: a corrente apresenta um percentual de erro de 1,04% e a tensão no barramento de 9,8%. E o rendimento foi de 90,19%. O rendimento esperado era de 92% assim têm-se um erro percentual de 1,81%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

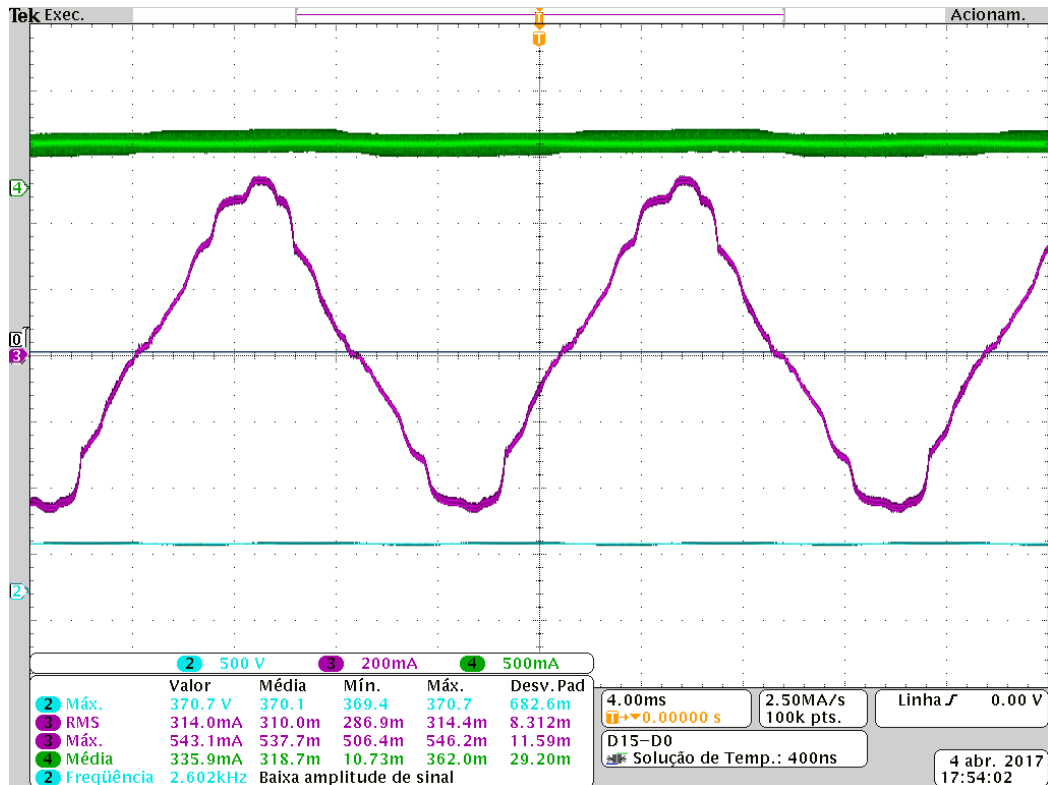


Figura 57: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.2.4 Tensão de alimentação 135V

Para 135V, a última tensão de alimentação da varredura na frequência de comutação de 80kHz têm-se as formas de onda das figuras 58 e 59.

A corrente nos LEDs é de 367mA e a tensão no barramento é de 397,9V (figura 59). E o rendimento foi de 89,59%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

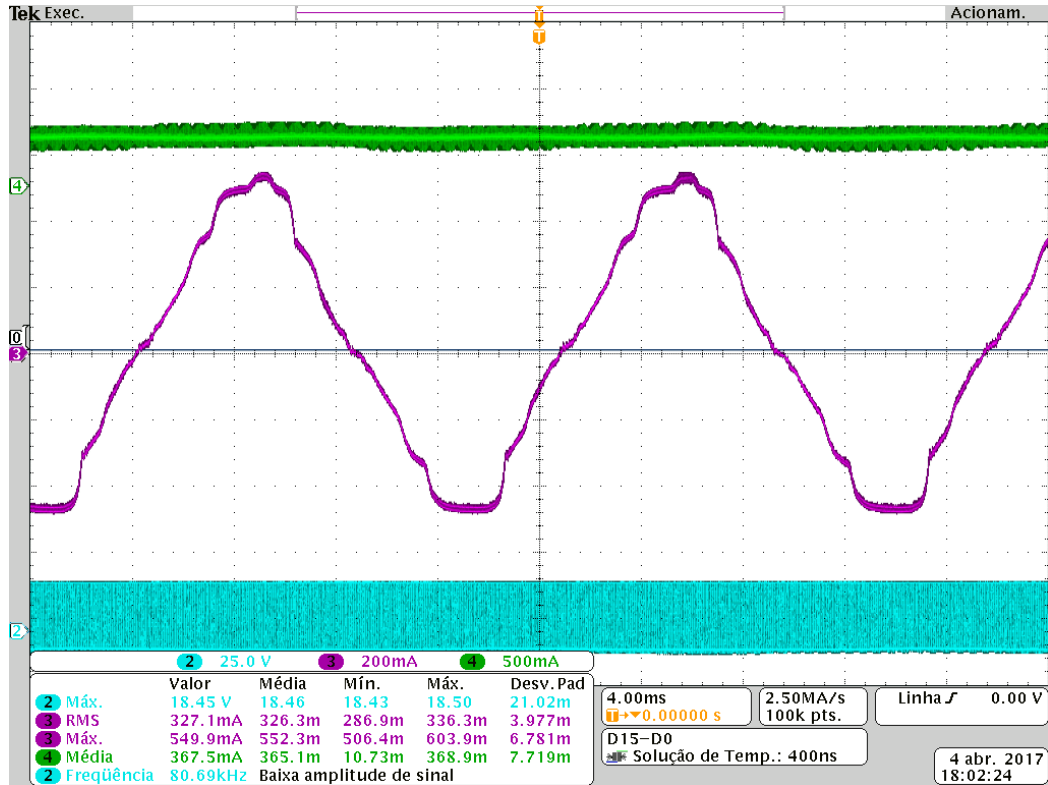


Figura 58: Formas de onda das correntes e tensão e freqüência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

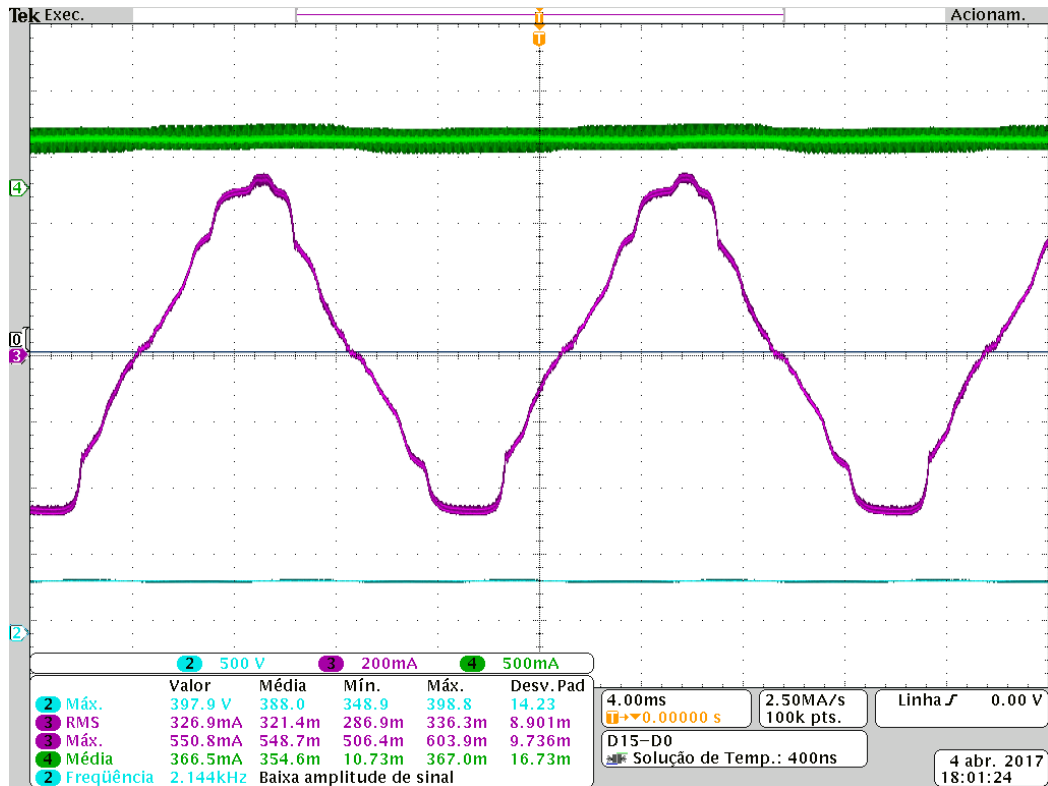


Figura 59: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Alterando a frequência para 84,64kHz (figuras 60 e 61) consegue-se estabilizar a corrente média nos LEDs em 350mA e a tensão no barramento fica em 396V (figura 61). E o rendimento foi de 89,40%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

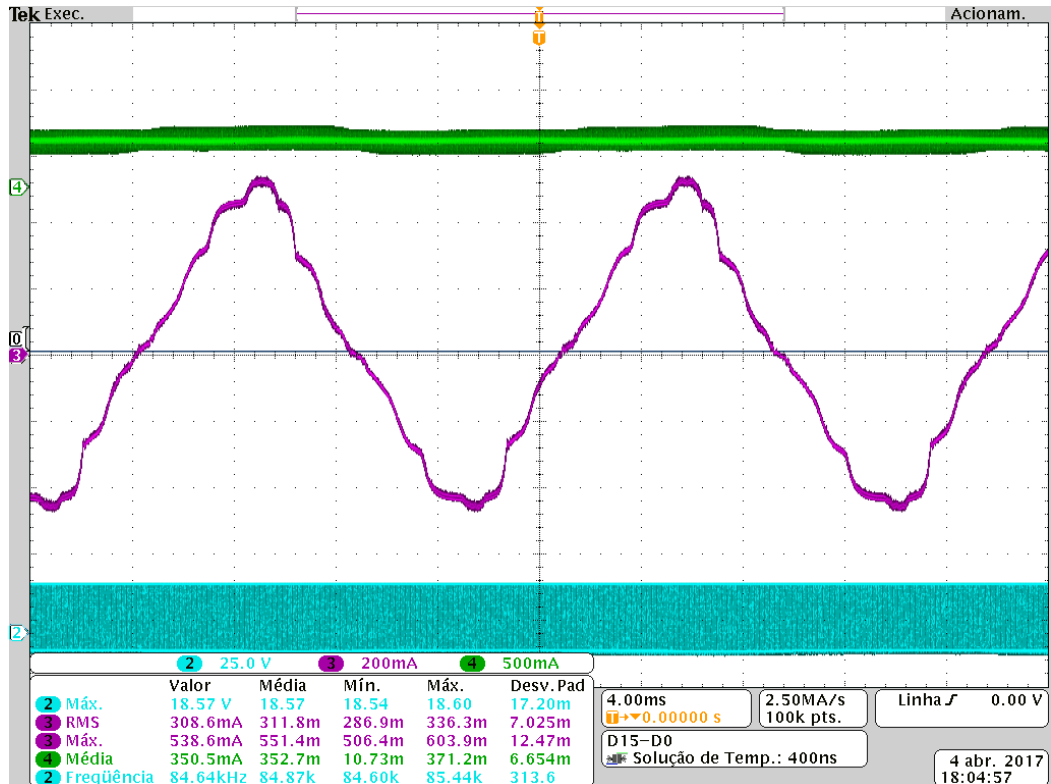


Figura 60: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

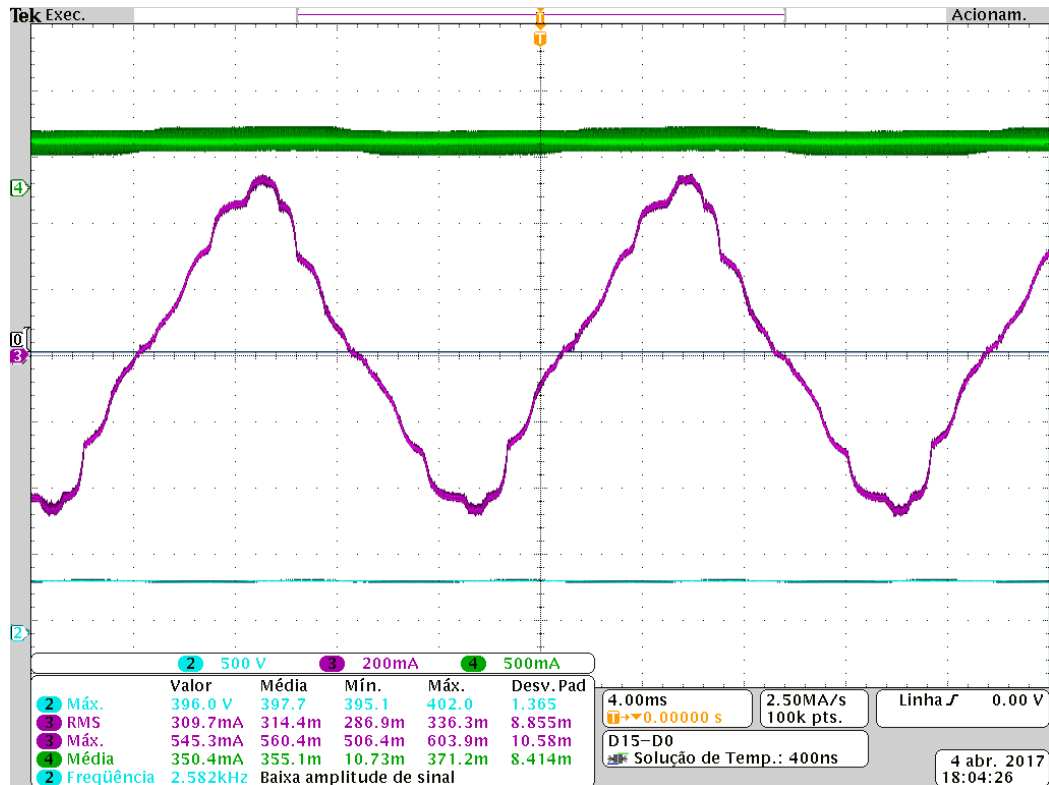


Figura 61: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.3 Projeto frequência de comutação 100kHz

Para a frequência de 100kHz foram feitos alguns testes a mais nas correntes dos indutores L_1 e de L_s que serão apresentados no item 2.10.1.4.

Então iniciando-se este teste o comando foi novamente modificado para uma frequência de 100kHz. A figura 62 mostra o comando no *gate* de M_1 :

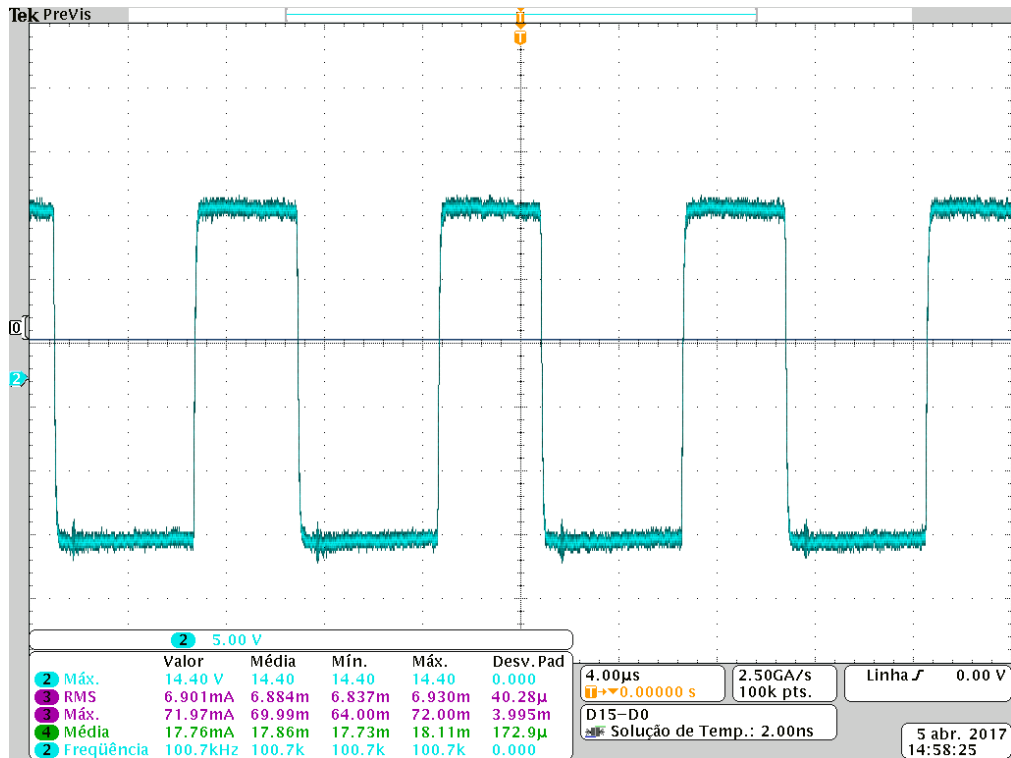


Figura 62: Sinal do comando para M₁.

Fonte: Autoria Própria.

E seu complementar em M₂ (figura 63):

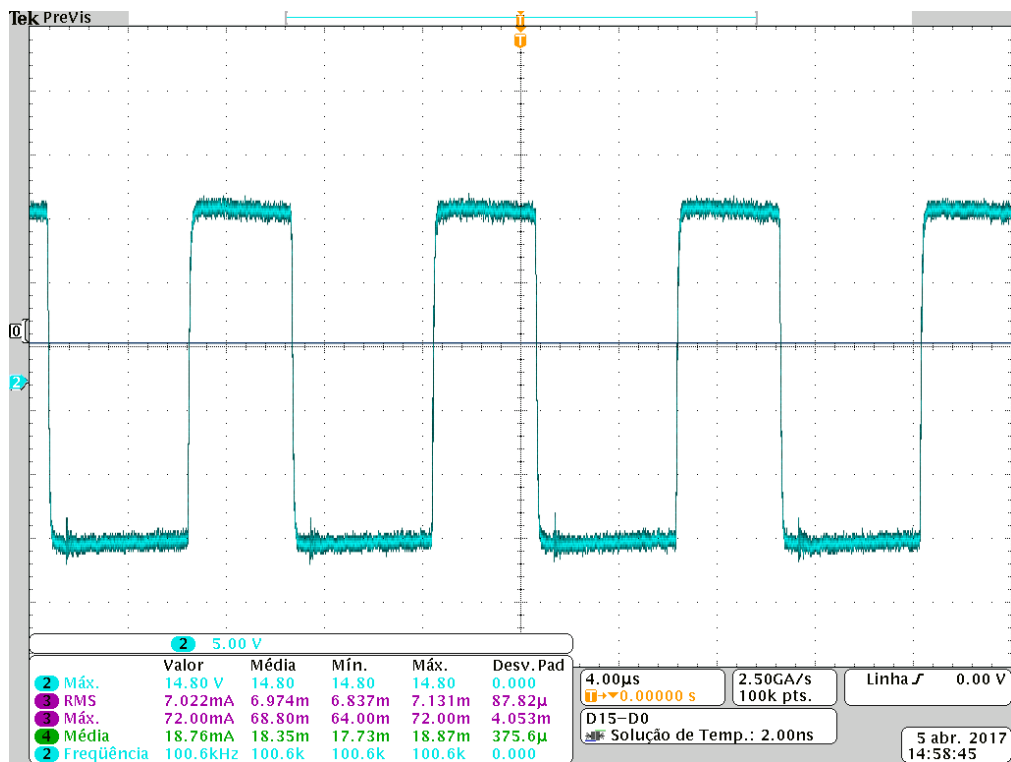


Figura 63: Sinal do comando para M₂.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.3.1 Tensão de alimentação 90V

O teste começou com o conversor sendo alimentado com uma tensão de entrada de 90V e com 100kHz (figura 64 e 65).

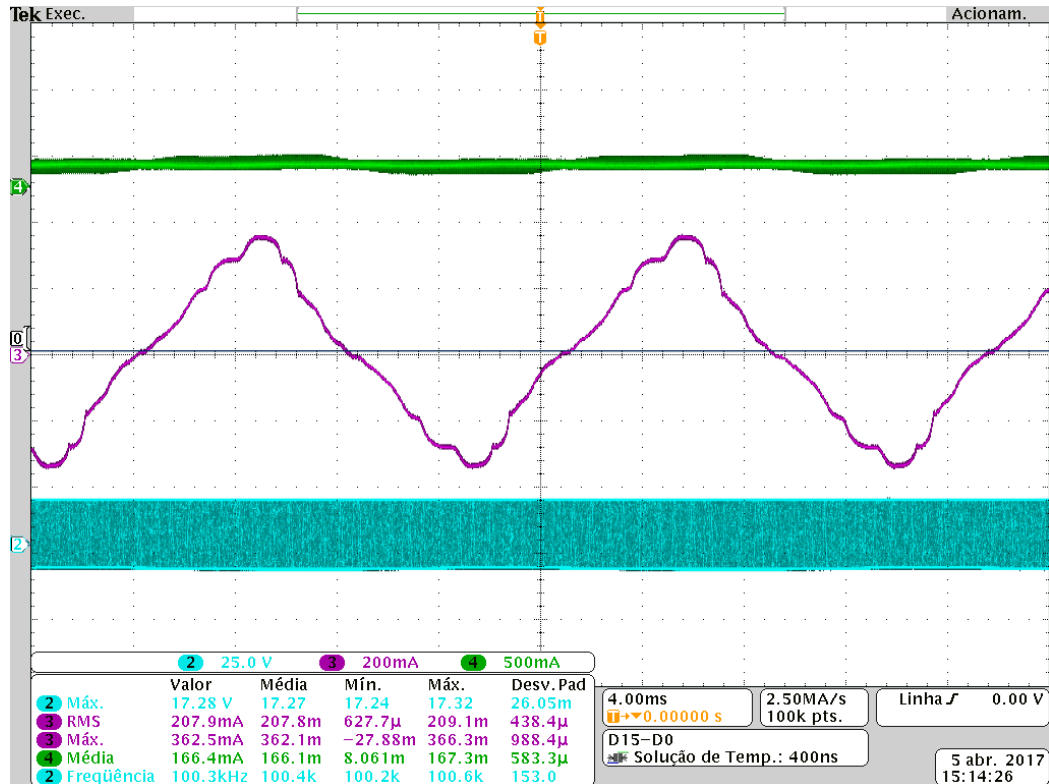


Figura 64: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Como nos casos anteriores a tensão no barramento e a corrente média nos LEDs está abaixo dos valores de projeto com 227,7V e 166mA (figura 65) respectivamente pois a tensão de entrada usada também está abaixo de 127V.

E o rendimento para este caso foi de 90,19%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

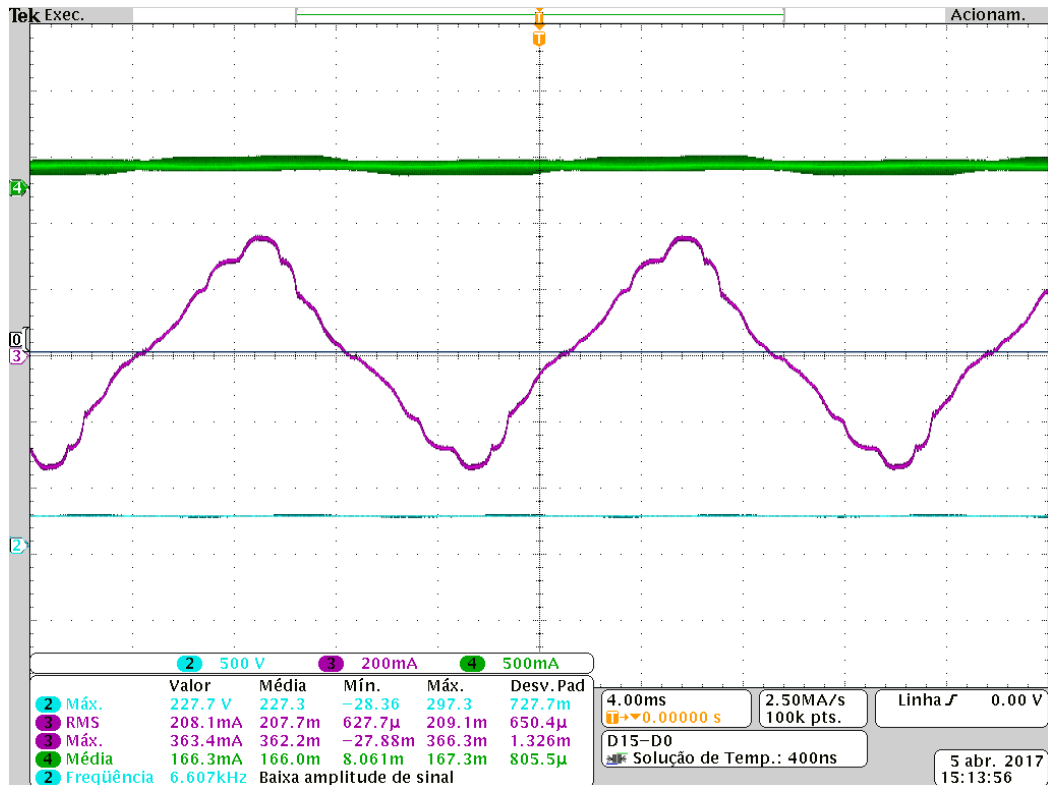


Figura 65: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Para atingir o valor esperado de corrente média diminuiu-se a frequência de comutação até atingir 41,97kHz (figuras 66).

Ficando com 350mA de corrente média nos LEDs e 290,2V na tensão do barramento as formas de onda de tensão no barramento, corrente média de saída e corrente de entrada podem ser vistas na figura 67:

O rendimento foi de 89,75% e o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

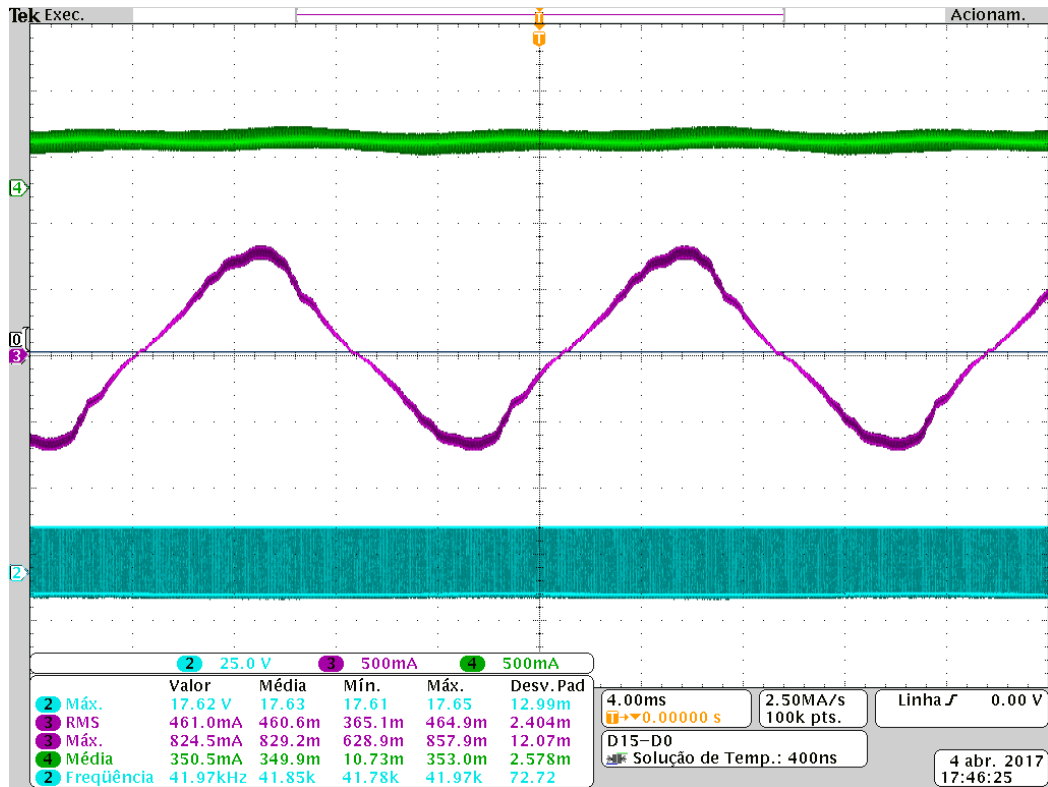


Figura 66: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

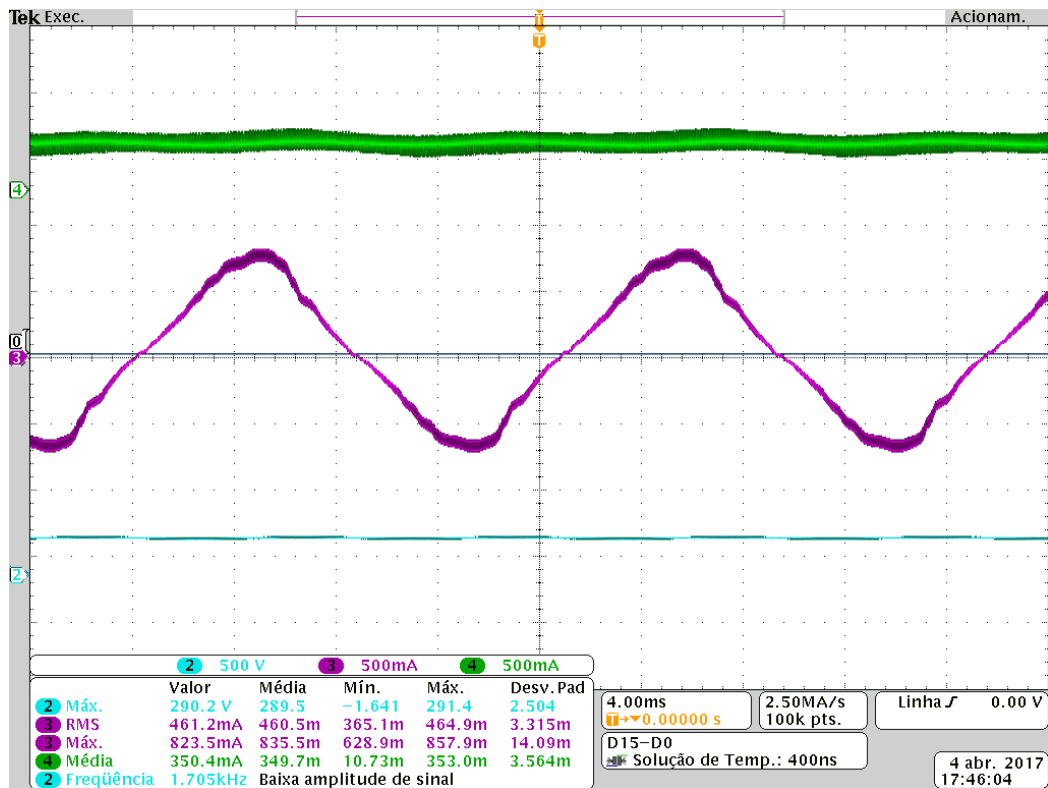


Figura 67: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.3.2 Tensão de alimentação 110V

Para a tensão de 110V e 100kHz obteve-se as formas de onda das figuras 68 e 69. A corrente média nos LEDs é de 257mA e a tensão no barramento é de 298,8V (figura 69).

O rendimento foi de 90,01% e o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

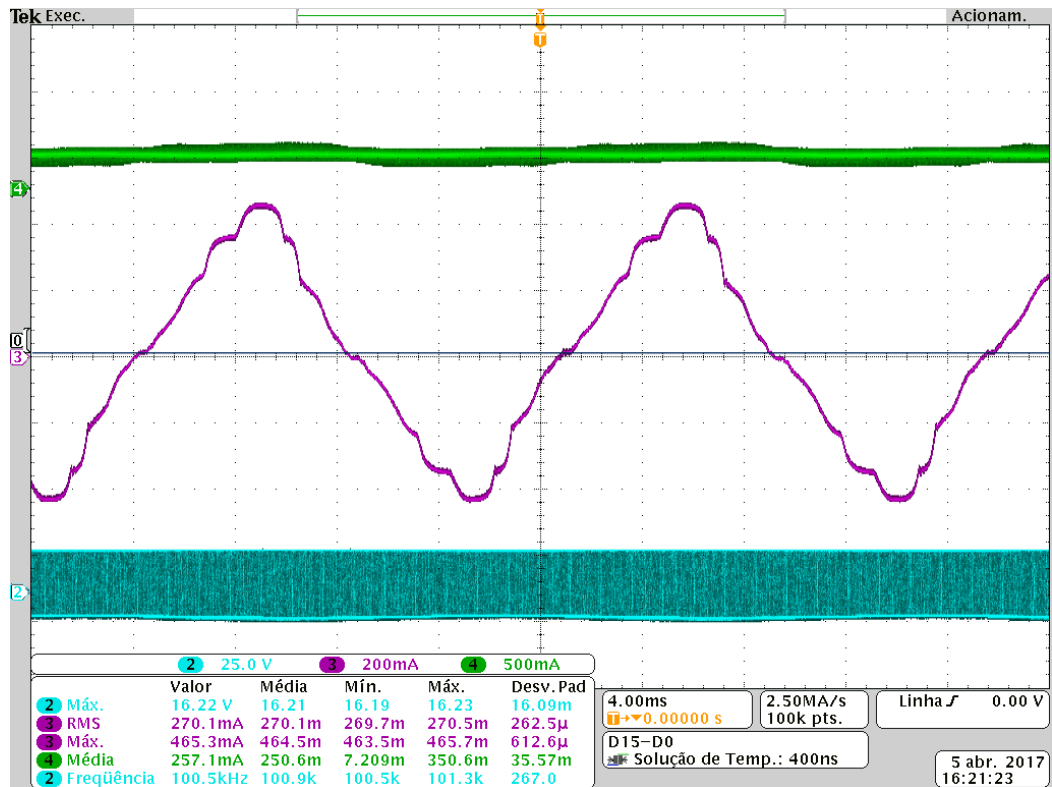


Figura 68: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

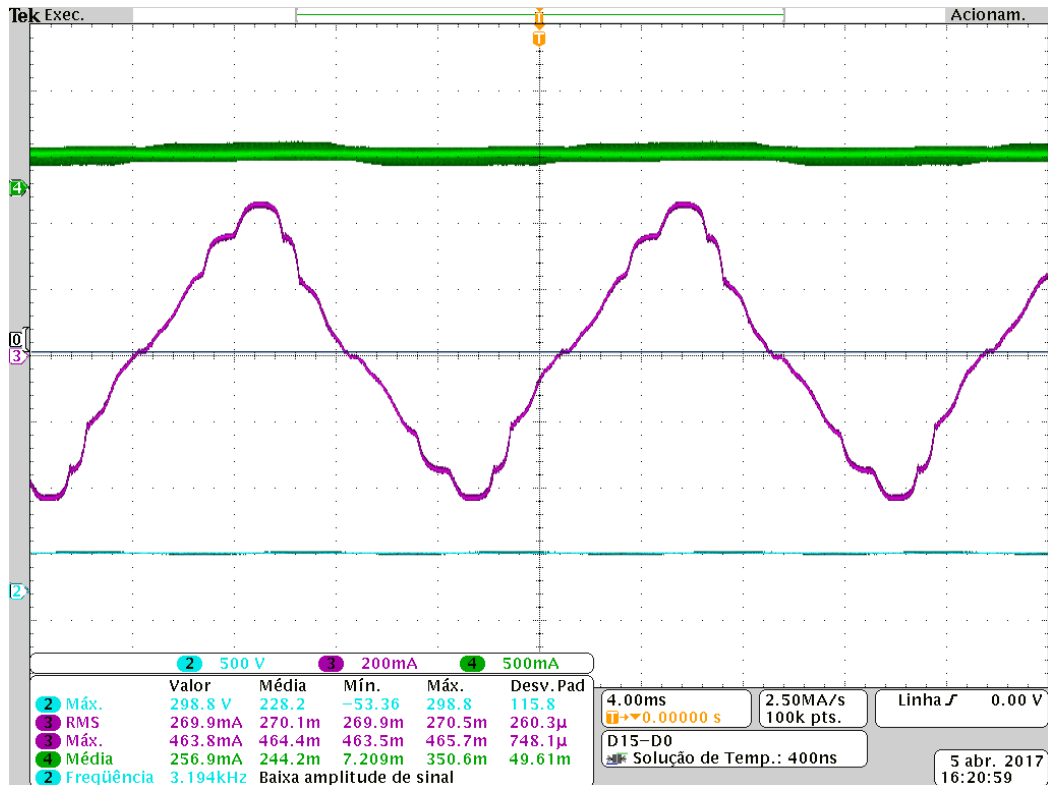


Figura 69: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Alterou-se a frequência para 73,17kHz (figura 70) para chegar ao valor especificado, de projeto, da corrente média de saída.

Obteve-se com uma corrente média nos LEDs de 350mA e o barramento de 313,4V (figura 71)

E o rendimento foi de 89,62%. E o fator de potência calculado foi de 99,9%.

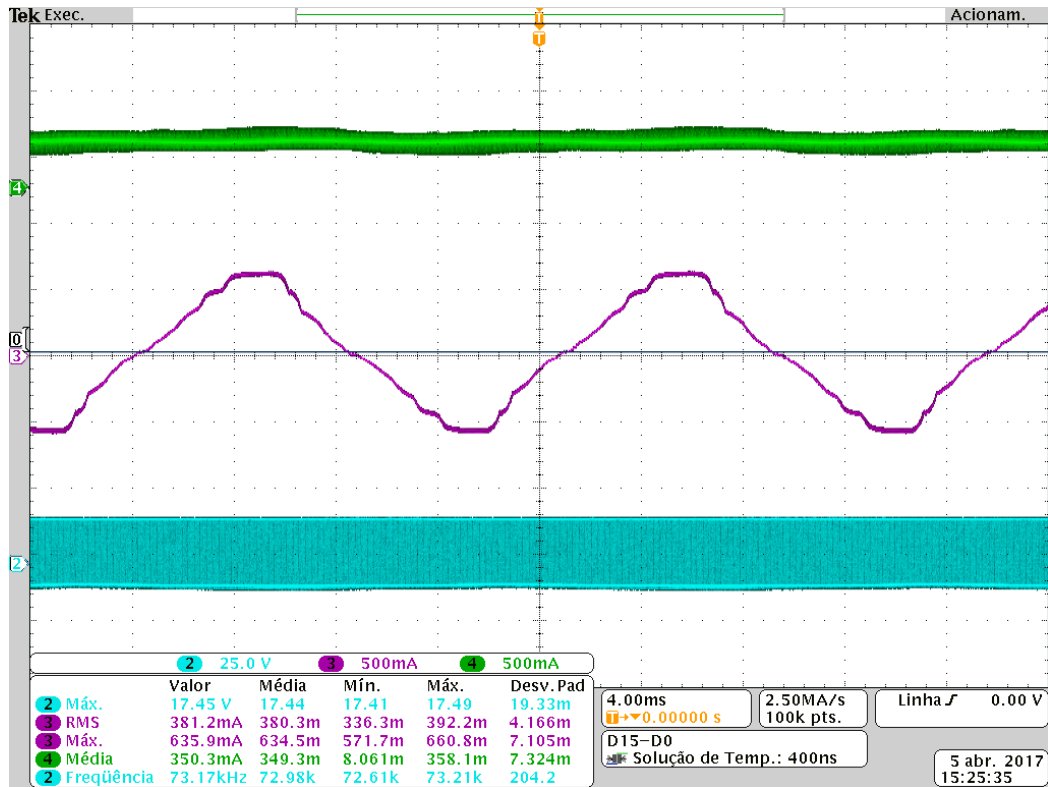


Figura 70: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

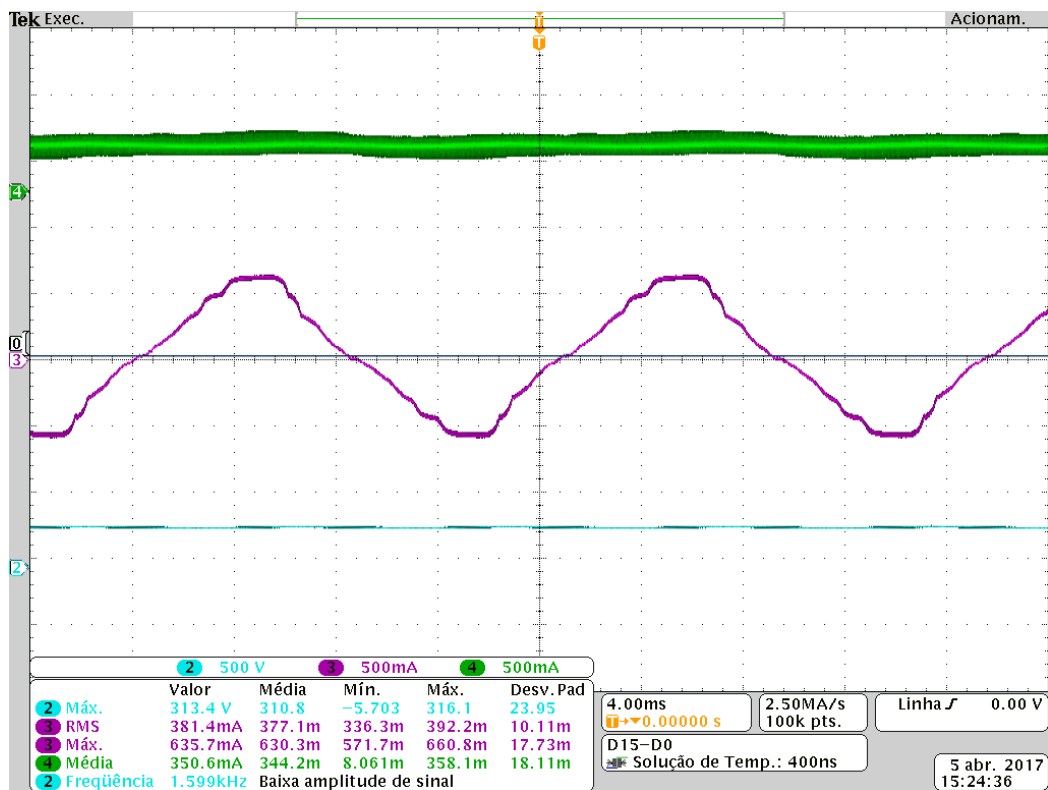


Figura 71: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.3.3 Tensão de alimentação 127V

Para a tensão de alimentação de 127V para qual o conversor foi projetado e 100kHz têm-se as formas de onda das figuras 72 e 73.

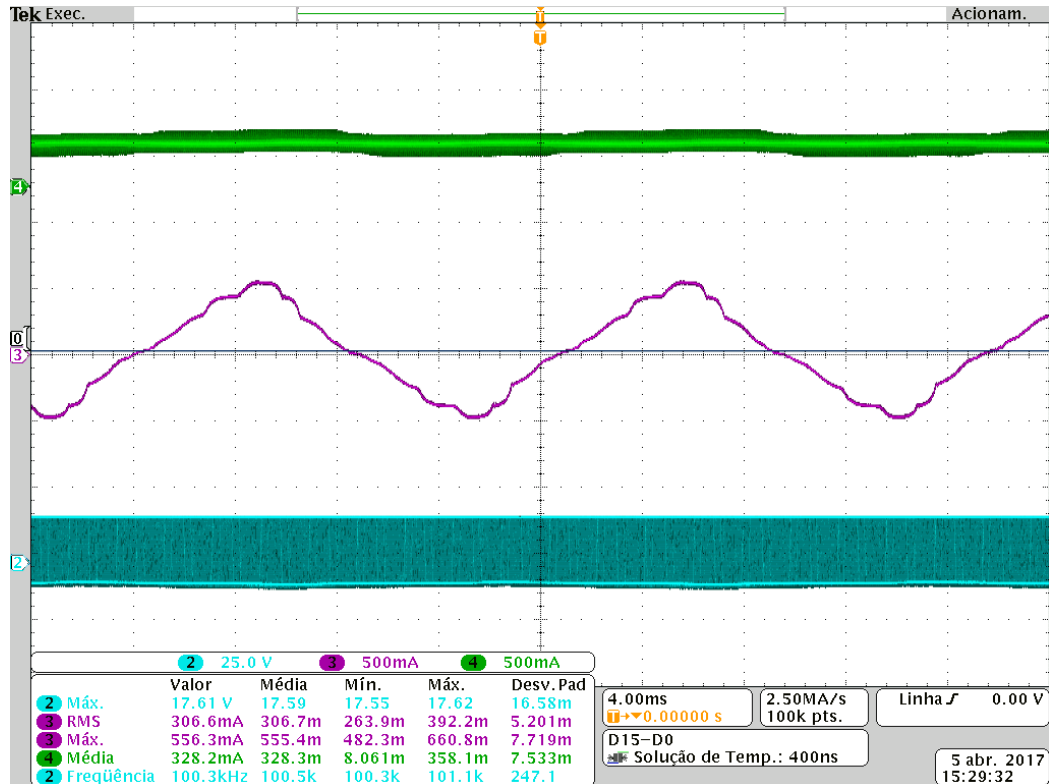


Figura 72: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

Obteve-se uma corrente média de saída de 329mA e a tensão no barramento é de 354,5V. Comparando os valores encontrados no experimento prático com os simulados têm-se que: a corrente apresenta um percentual de erro de 2,73% e a tensão no barramento de 10,7%.

E o rendimento foi de 88,85%. O rendimento esperado era de 92% assim têm-se um percentual de erro de 3,15%. O fator de potência calculado, a partir da equação (89), foi de 99,9%.

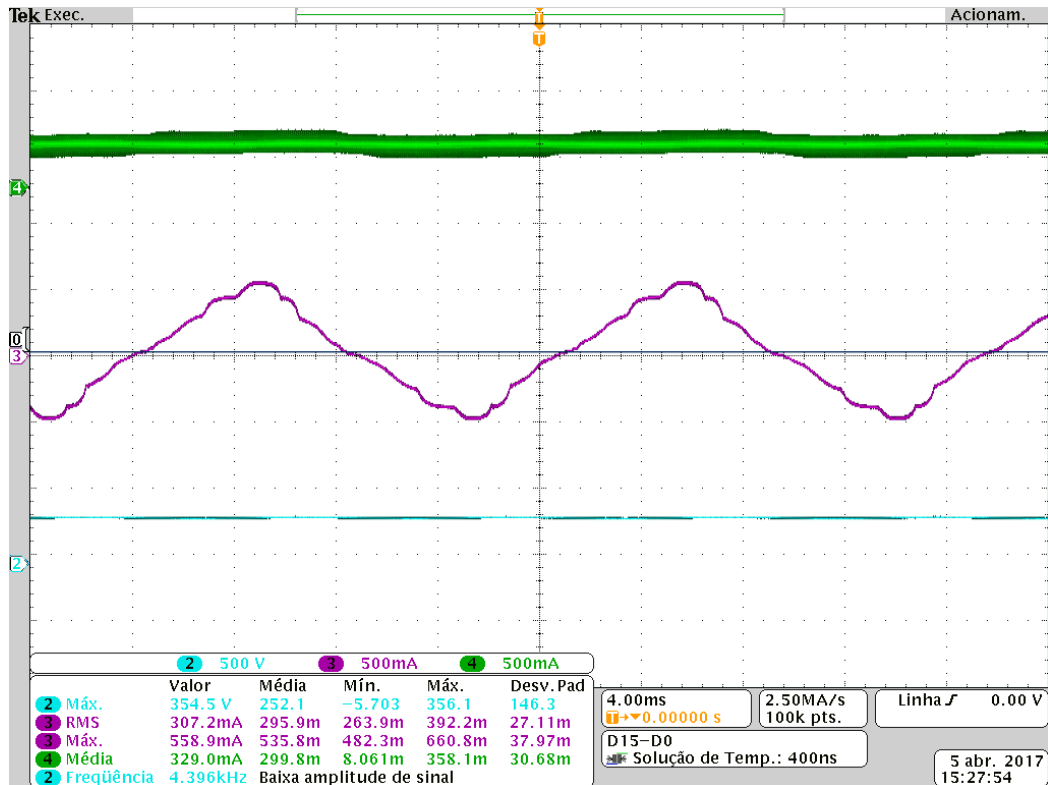


Figura 73: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.3.4 Tensão de alimentação 135V

Para 135V e 100kHz têm-se as formas de onda das figuras 74 e 75.

Obteve-se a corrente média nos LEDs de 361mA e a tensão no barramento de 385,2V (figura 75) e um rendimento de 88,28%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

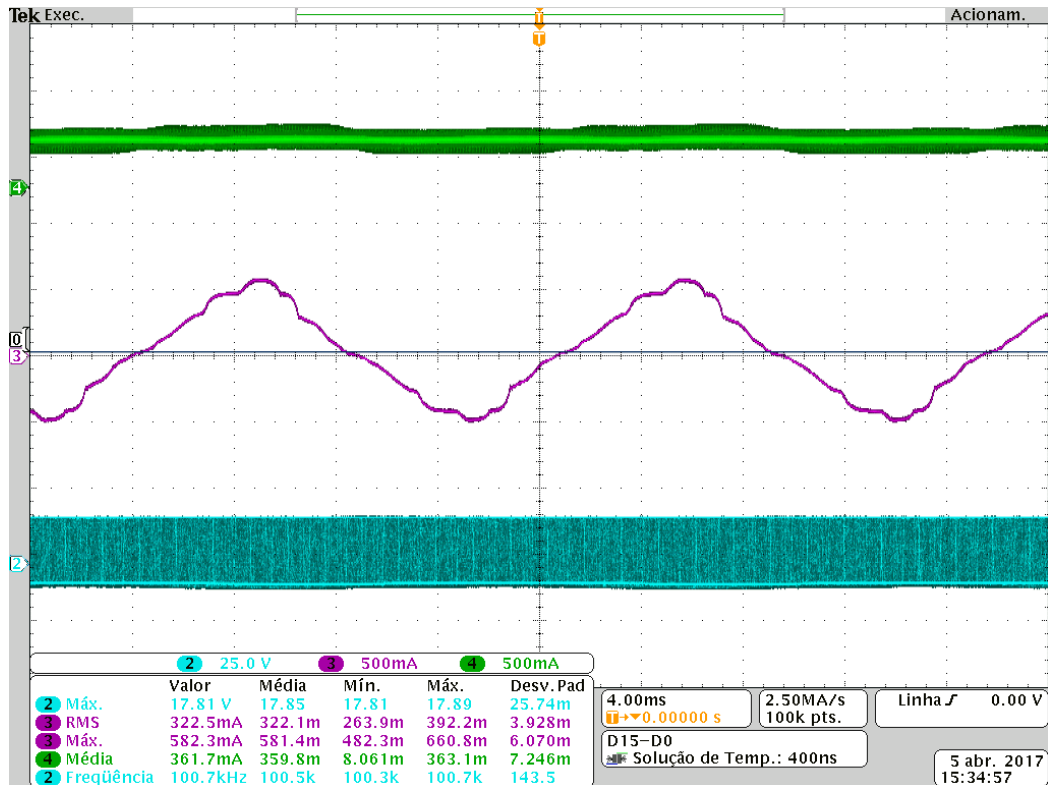


Figura 74: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

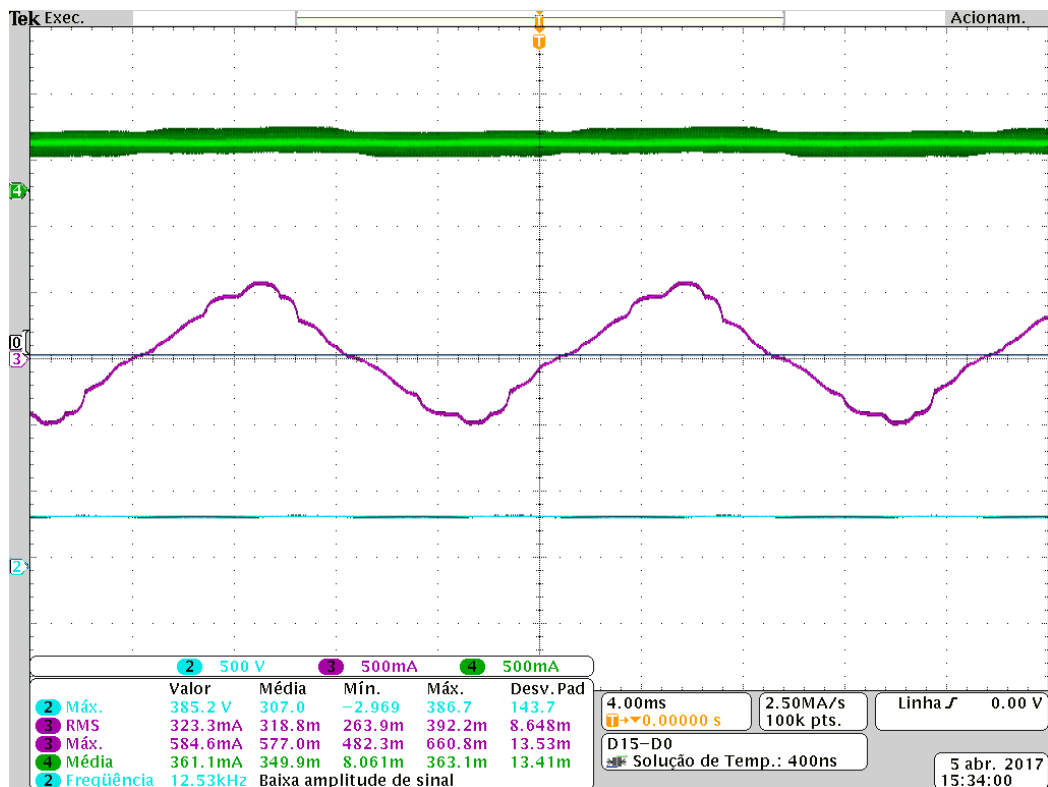


Figura 75: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

Alterando a frequência para 104,3kHz (figura 76) para alcançar o valor especificado de corrente média na saída, têm-se que a corrente média nos LEDs é de 350mA, a tensão no barramento é de 392,7V (figura 77) e o rendimento é de 88,19%. E o fator de potência calculado, a partir da equação (89), com os valores medidos foi de 99,9%.

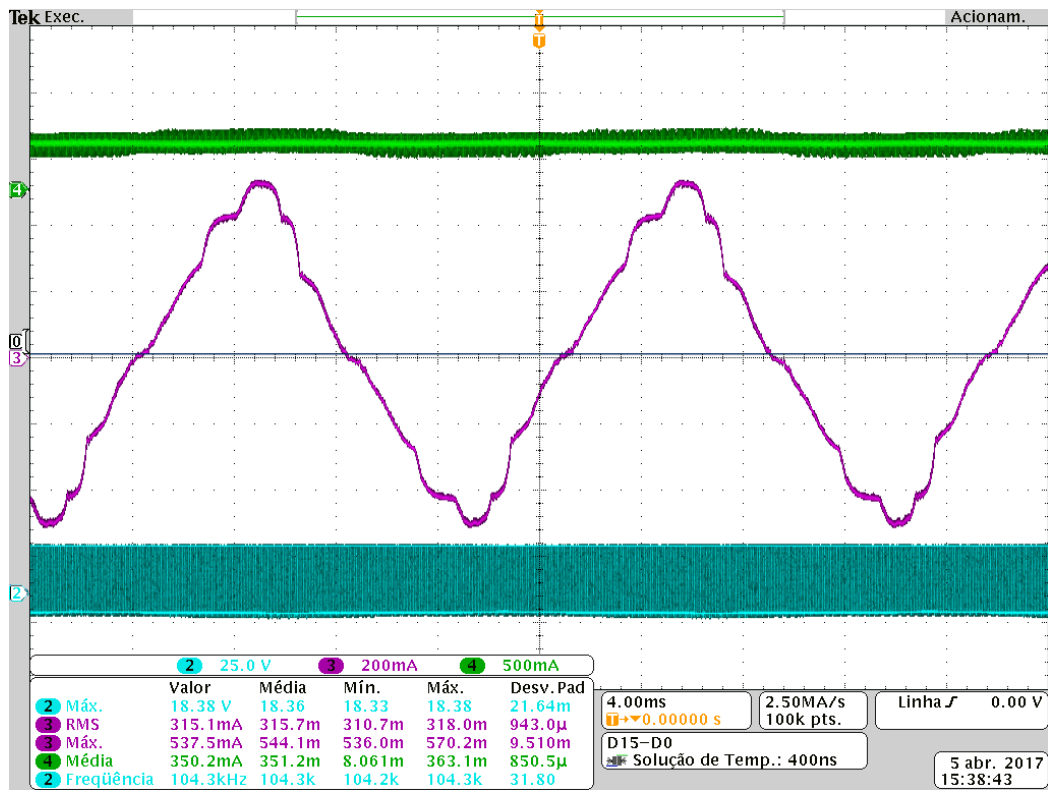


Figura 76: Formas de onda das correntes e tensão e frequência no comando.

Fonte: Autoria Própria.

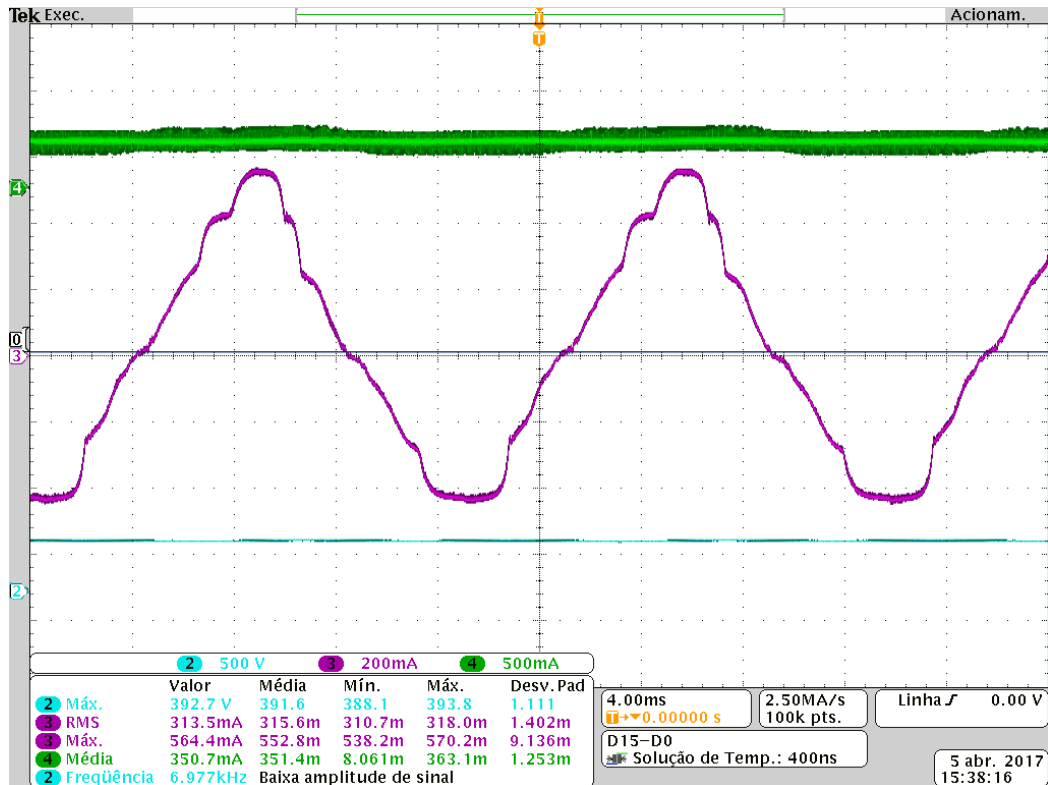


Figura 77: Formas de onda das correntes e da tensão no barramento.

Fonte: Autoria Própria.

2.10.1.4 Correntes nos Indutores para $f_c = 100\text{kHz}$

Foram realizadas as medições para as correntes dos indutores de entrada e saída, respectivamente L_1 e L_s , com a frequência de comutação em 100kHz e variando a tensão de entrada de 90V a 135V. A seguir serão apresentadas as suas formas de ondas em baixa e alta frequência.

A escala utilizada para baixa frequência foi de 20ms e para alta frequência foi $4\mu\text{s}$.

Foram analisados os valores de máximo, mínimo, média e RMS de ambas as correntes tanto para baixa frequência como para alta frequência.

Com relação a forma de onda nota-se que L_1 em alta frequência teve uma distorção nos pontos próximos a zero. Mas os pontos mais altos como esperado coincidiram com a forma desenhada no início do trabalho, mostrada na Figura 8, assim como nas simulações.

A forma de onda da corrente L_s em alta frequência também coincidiu como o esperado com as formas de onda desenhada previamente como pode-se ver na Figura 8 e nas simulações.

As formas de onda de ambas as correntes em baixa frequência também são similares as das simulações.

Pode-se observar também, que as formas de onda da corrente para L_1 em todas as tensões testadas, em baixa frequência, possuem uma forma de onda senoidal e estão sincronizadas com a tensão de entrada, assim a correção do fator de potência está ocorrendo.

Notou-se um padrão com relação as formas de ondas igual ao descrito acima para todas as tensões de alimentações utilizadas em todas as frequências medidas.

- As figuras 78, 79 mostram as formas de ondas das correntes para a tensão de entrada em 90V e a frequência de comutação em 100kHz do indutor L_1 . E a figura 80 mostra as formas de onda para L_s .

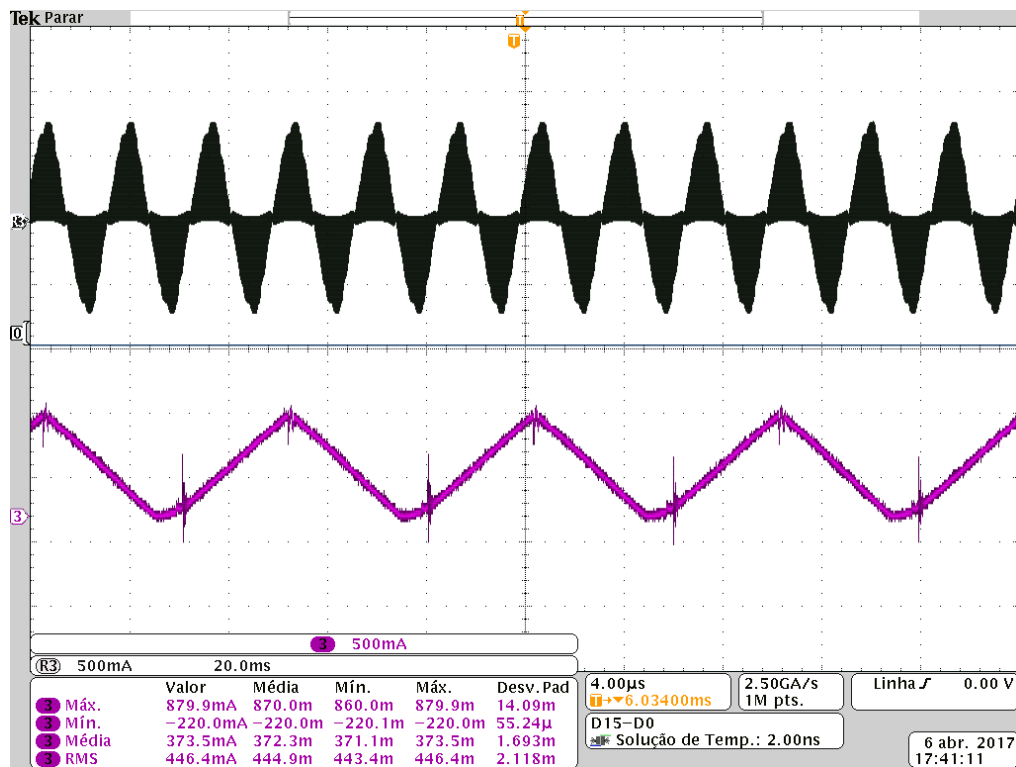


Figura 78: Corrente de L_1 no ponto mais alto, 90V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

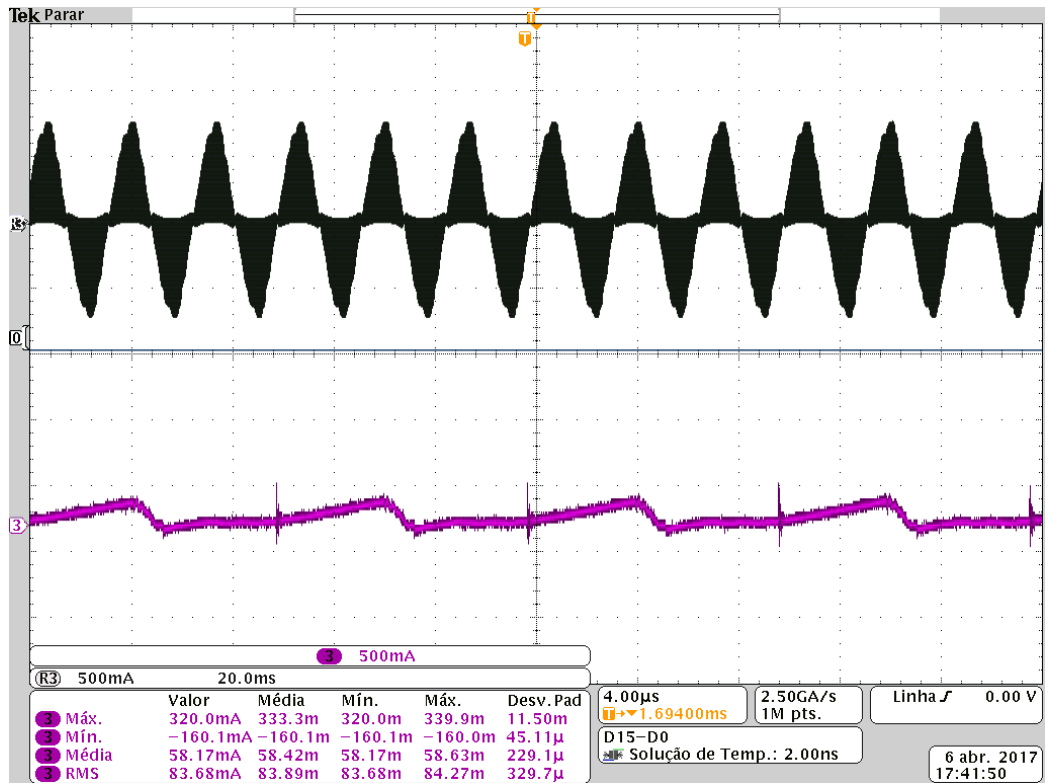


Figura 79: Forma de onda corrente de L_1 próximo ao zero, 90V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

A tabela 12 compara os resultados práticos com os simulados e o gráfico 1 mostra o erro percentual comparando-se as simulações e os resultados práticos:

Tabela 12: Tabela comparativa corrente em L_1 para 90V.

L1 Baixa Frequência - (90V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	771,7	827,5	100kHz	7,2%
I_{min}	-707,4	-787	100kHz	11,3%
I_{med}	29,18	30,2	100kHz	3,5%
I_{rms}	272,7	296,7	100kHz	8,8%
L1 Alta Frequência Ponto mais alto - (90V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	879,9	862,1	100kHz	2,0%
I_{min}	-220	-29,75	100kHz	86,5%
I_{med}	373,5	368,4	100kHz	1,4%
I_{rms}	446,4	456,4	100kHz	2,2%
L1 Alta Frequência Próximo ao zero - (90V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	320	324,3	100kHz	1,3%
I_{min}	-160,1	-101	100kHz	36,9%
I_{med}	58,17	48,1	100kHz	17,3%
I_{rms}	83,68	95,3	100kHz	13,9%

Fonte: Autoria própria

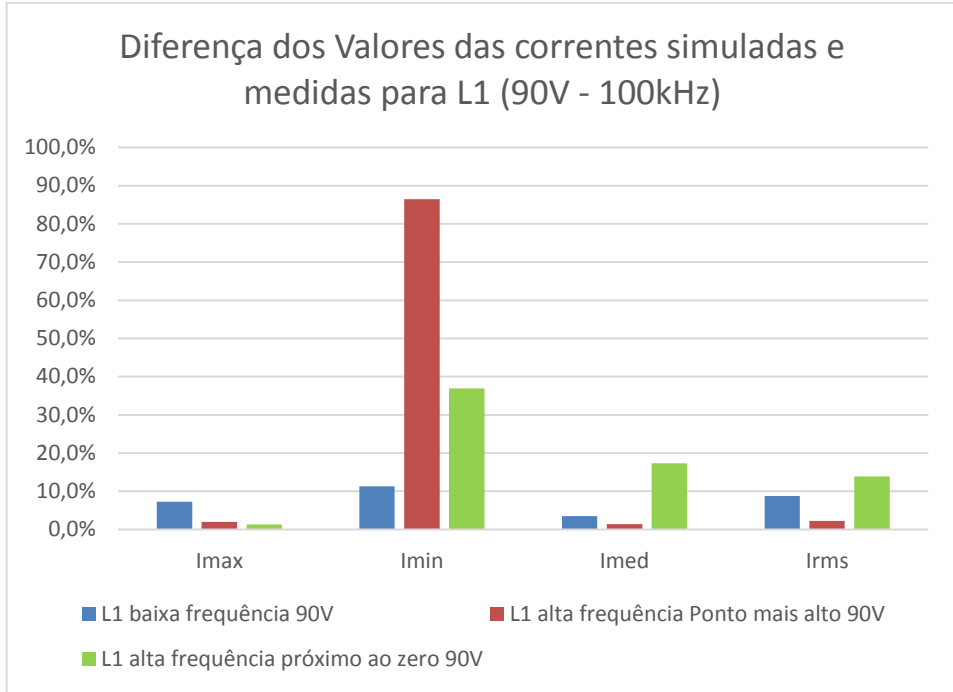


Gráfico 1: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L₁ (90V - 100kHz)

Fonte: Autoria Própria.

Os valores encontrados na prática em sua maioria ficaram próximos aos encontrados na simulação. Notou-se uma grande diferença de erro percentual no valor mínimo da corrente na simulação, em alta frequência, no ponto mais alto.

Agora as formas de onda da corrente para L_s.

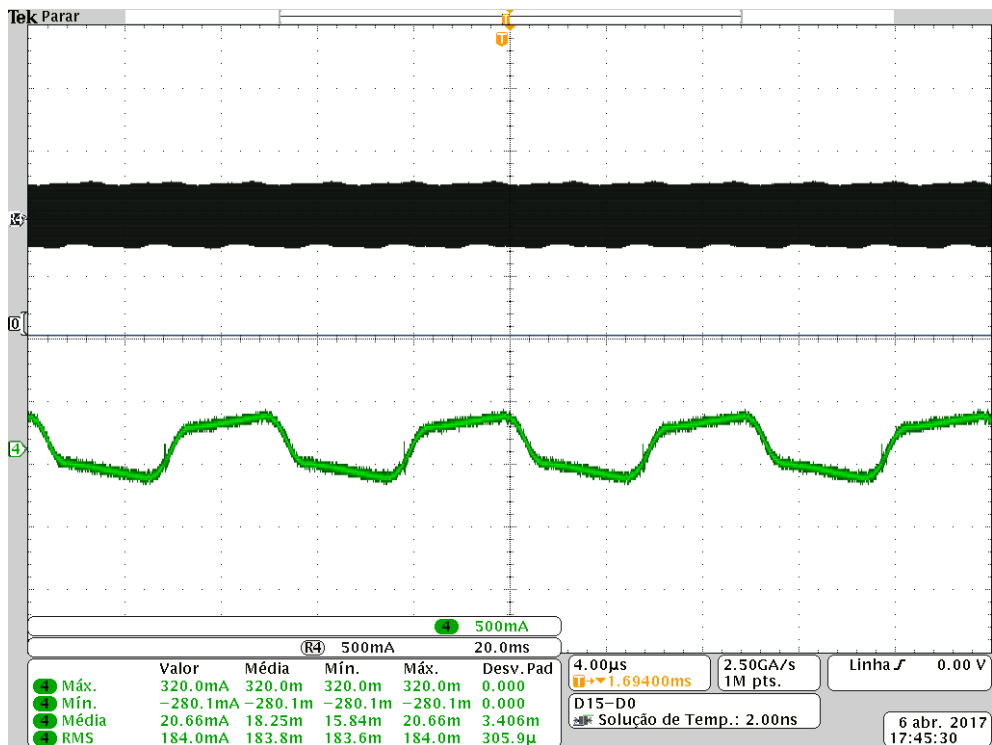


Figura 80: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 90V.

Fonte: Autoria Própria.

A seguir têm-se a tabela 13 comparando os resultados práticos com os simulados e o gráfico 2 mostrando o erro percentual da comparação entre os valores simulados e os práticos.

Tabela 13: Tabela comparativa corrente em L_s para 90V.

Ls Baixa Frequência - (90V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	295,5	344	100kHz	16,4%
I _{min}	-235,2	-319	100kHz	35,6%
I _{med}	36,35	24,58	100kHz	32,4%
I _{rms}	184,8	195,3	100kHz	5,7%
Ls Alta Frequência - (90V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	320	334,8	100kHz	4,6%
I _{min}	-280,1	-304,9	100kHz	8,9%
I _{med}	20,66	19,3	100kHz	6,6%
I _{rms}	184	197,7	100kHz	7,4%

Fonte: Autoria própria

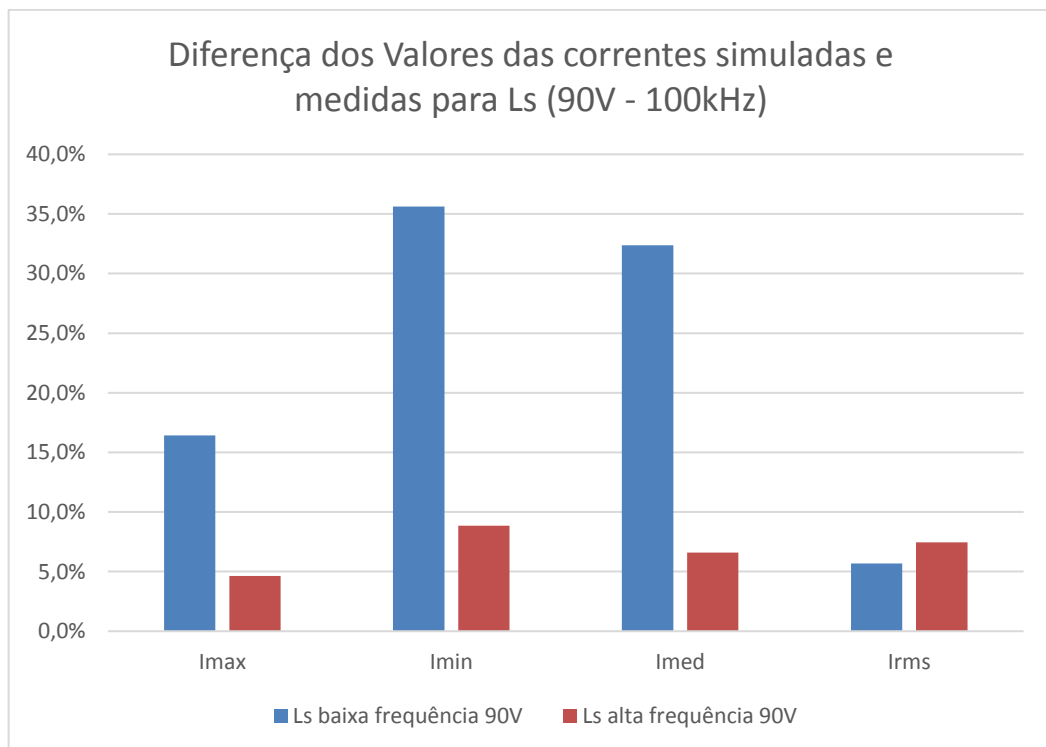


Gráfico 2: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (90V - 100kHz)

Fonte: Autoria Própria.

Novamente a maior discrepância de valores encontrada foi para o valor mínimo da corrente. Que pode ser devido a perdas do circuito implementado e divergência entre os locais em que foram medidos os valores da implementação e da simulação.

- As figuras 81, 82 mostram as formas de onda da corrente para a tensão de entrada em 110V e a frequência de comutação em 100kHz dos indutores L_1 . E a figura 83 a corrente do indutor L_s .

A corrente de L_1 em baixa frequência é uma senoide e está em sincronia com a tensão de entrada (correção do fator de potência ocorrendo)

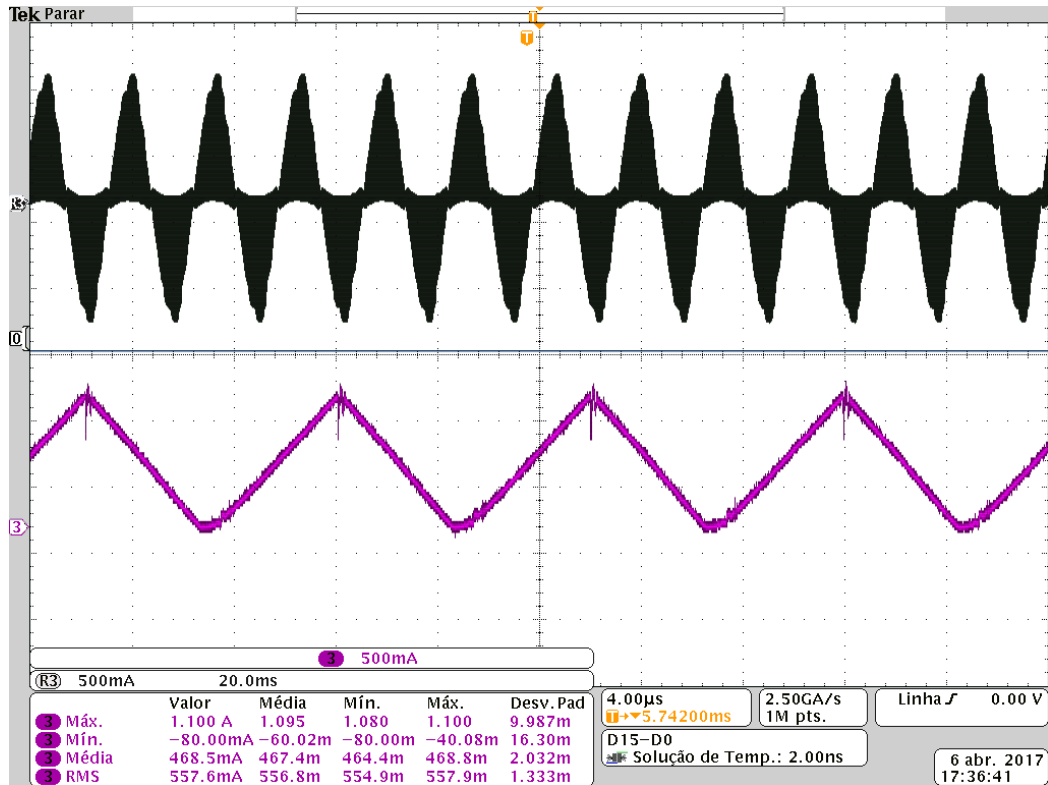


Figura 81: Corrente de L_1 no ponto mais alto, 110V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

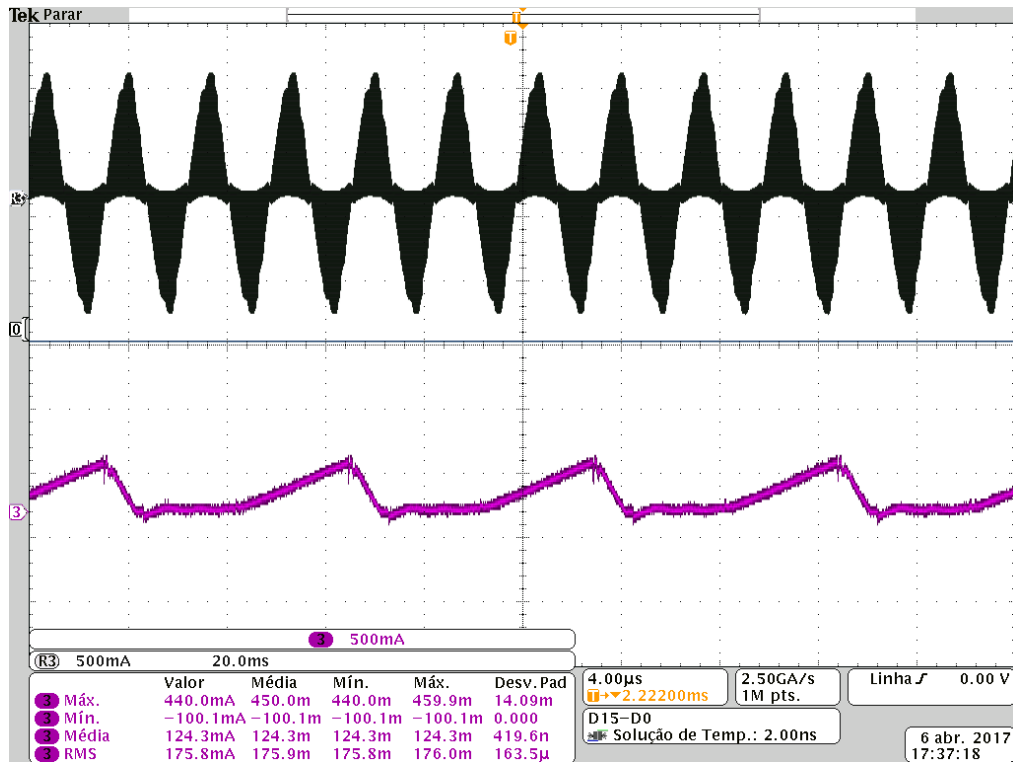


Figura 82: Corrente de L_1 próximo ao zero, 110V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

A tabela 14 está comparando os resultados práticos com os simulados e o gráfico 3 apresenta o erro percentual da comparação entre os valores simulados e os práticos.

Tabela 14: Tabela comparativa corrente em L_1 para 110V.

L1 Baixa Frequência - (110V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I_{max}	0,9742	1,11	100kHz	13,9%
I_{min}	-0,9043	-1,06	100kHz	17,2%
I_{med}	0,02939	0,0286	100kHz	2,7%
I_{rms}	0,3466	0,369	100kHz	6,5%
L1 Alta Frequência Ponto mais alto - (110V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I_{max}	1,1	1,11	100kHz	0,9%
I_{min}	-0,080	-0,0596	100kHz	25,5%
I_{med}	0,4685	0,4634	100kHz	1,1%
I_{rms}	0,5576	0,5704	100kHz	2,3%
L1 Alta Frequência Próximo ao zero - (110V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	440	446,1	100kHz	1,39%
I_{min}	-100,1	-93,57	100kHz	6,5%
I_{med}	124,3	127,2	100kHz	2,3%
I_{rms}	175,8	192,5	100kHz	9,5%

Fonte: Autoria própria

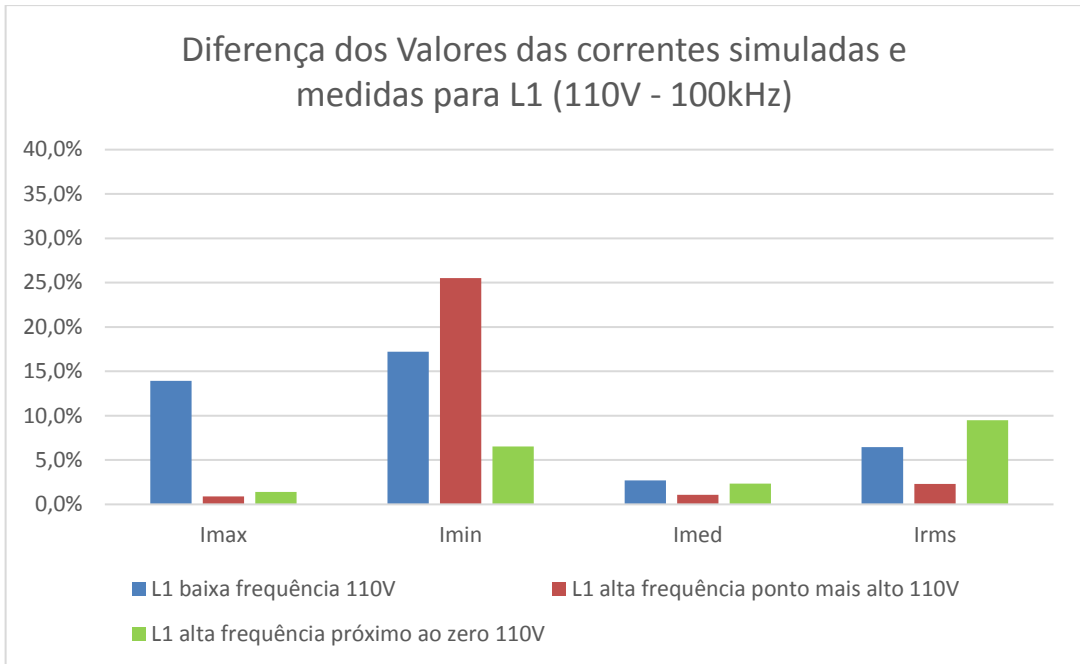


Gráfico 3: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L₁ (110V - 100kHz)

Fonte: Autoria Própria.

Agora as formas de onda da corrente para L_s.

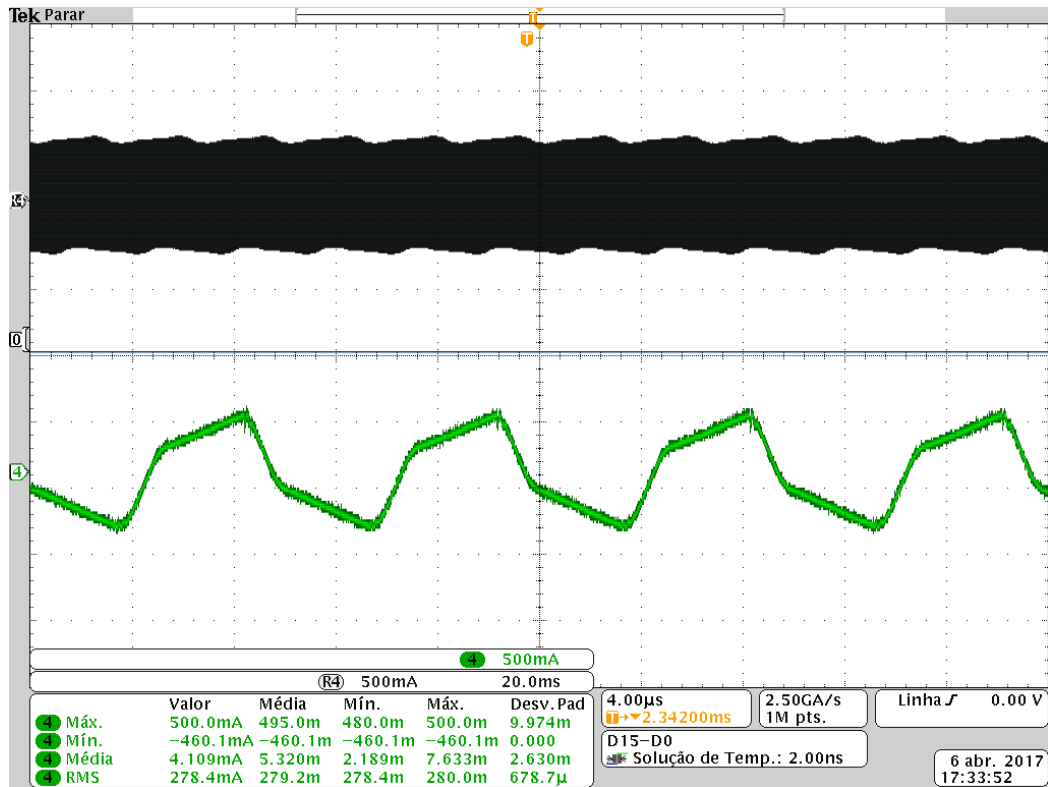


Figura 83: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 110V.

Fonte: Autoria Própria.

A seguir têm-se a tabela 15 e o gráfico 4 que comparam os resultados práticos com os simulados.

Tabela 15: Tabela comparativa corrente em L_s para 110V.

Ls Baixa Frequência - (110V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	479,3	501,9	100kHz	4,7%
I _{min}	-411,4	-518	100kHz	25,9%
I _{med}	35,03	25,8	100kHz	26,3%
I _{rms}	282,3	295	100kHz	4,5%
Ls Alta Frequência - (110V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	500	500,36	100kHz	0,1%
I _{min}	-460,1	-497,7	100kHz	8,2%
I _{med}	4,109	4,054	100kHz	1,3%
I _{rms}	278,4	294,96	100kHz	5,9%

Fonte: Autoria própria

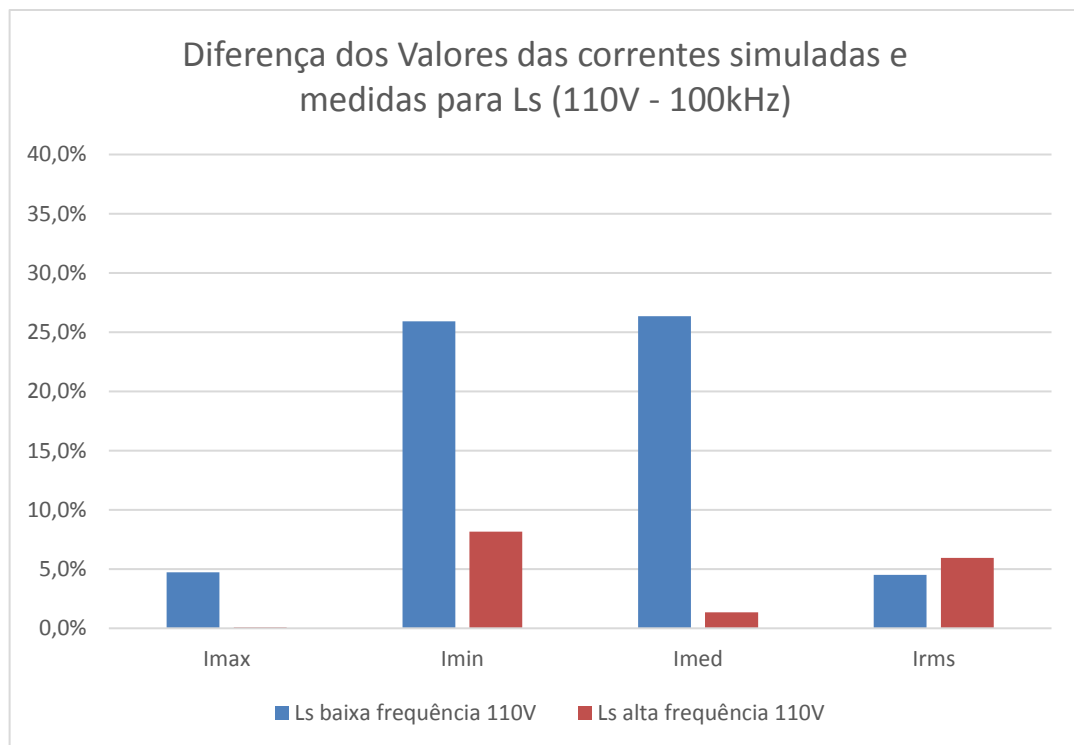


Gráfico 4: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (110V - 100kHz)

Fonte: Autoria própria

Os valores simulados e implementados foram bem próximos e as formas de ondas das correntes para os dois casos coincidiram com o que foi simulado.

- As figuras 84, 85 mostram as formas de ondas das correntes, para a tensão de entrada em 127V e a frequência de comutação em 100kHz, dos indutores L_1 . E a figura 86 a corrente do indutor L_s .

Novamente pode ser visto que a corrente de L_1 em baixa frequência é uma senoide e está em sincronia com a tensão de entrada (correção do fator de potência ocorrendo)

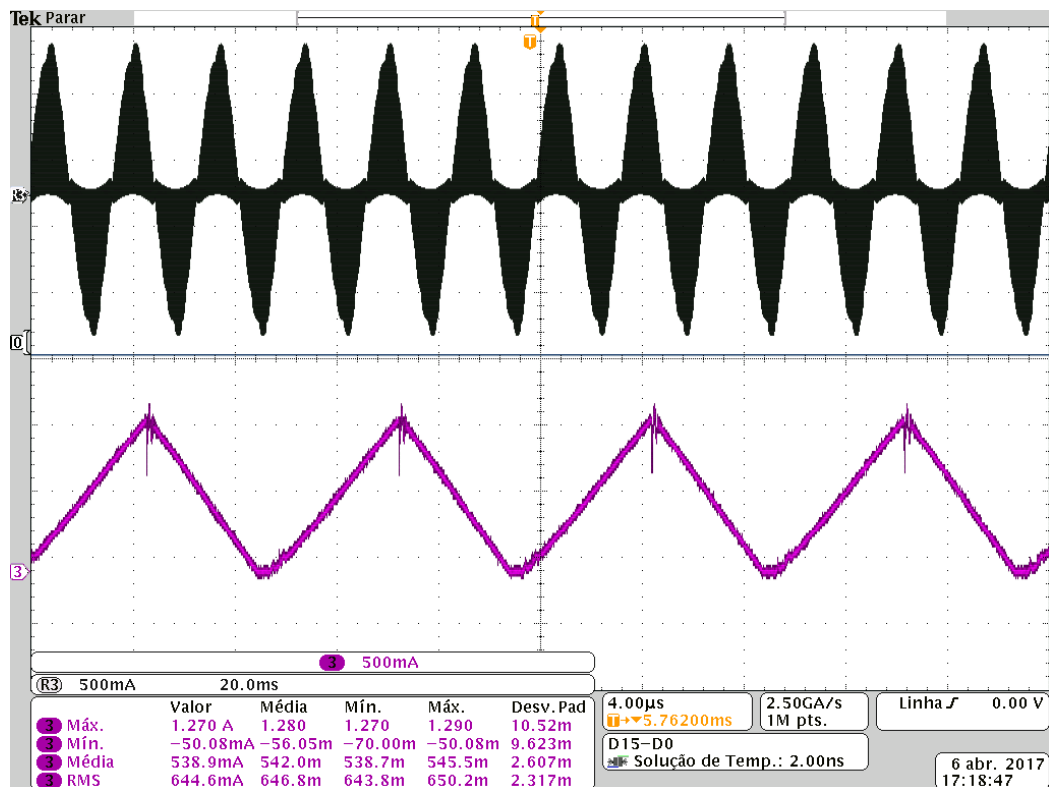


Figura 84: Forma de onda corrente de L_1 no ponto mais alto, 127V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

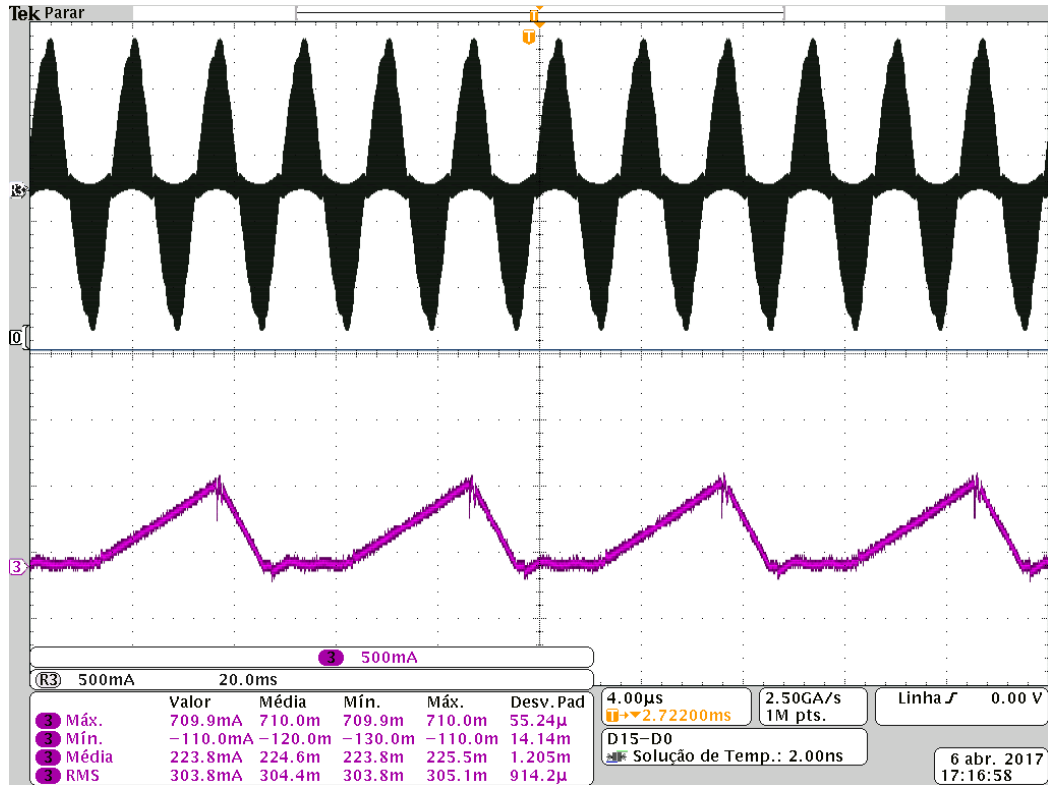


Figura 85: Forma de onda corrente de L₁ próximo ao zero, 127V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

A seguir a tabela 16 compara os resultados práticos com os simulados e o gráfico 5 dá o erro percentual.

Tabela 16: Tabela comparativa corrente em L₁ para 127V.

L1 Baixa Frequência - (127V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I _{max}	1,14	1,28	100kHz	12,3%
I _{min}	-1,065	-1,18	100kHz	10,8%
I _{med}	0,02944	0,03134	100kHz	6,5%
I _{rms}	0,4038	0,426	100kHz	5,5%
L1 Alta Frequência Ponto mais alto - (127V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I _{max}	1,27	1,28	100kHz	0,8%
I _{min}	-0,05008	-0,04274	100kHz	14,7%
I _{med}	0,5389	0,5234	100kHz	2,9%
I _{rms}	0,6446	0,648	100kHz	0,5%
L1 Alta Frequência Próximo ao zero - (127V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	709,9	712,2	100kHz	0,3%
I _{min}	-110	-91	100kHz	17,3%
I _{med}	223,8	215,7	100kHz	3,6%
I _{rms}	303,8	318,7	100kHz	4,9%

Fonte: Autoria própria

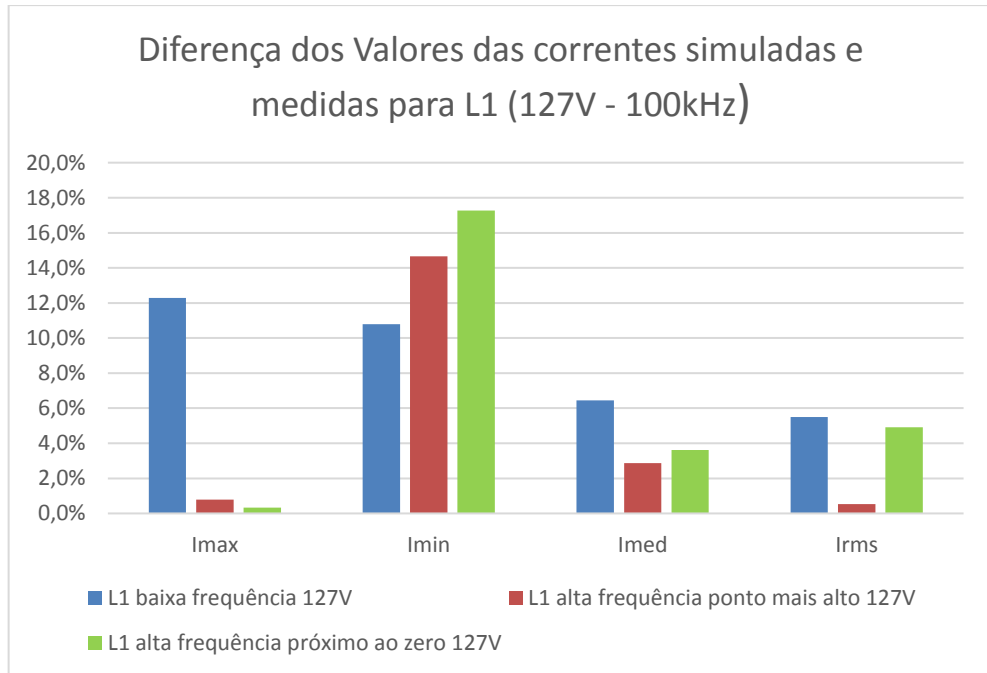


Gráfico 5: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L₁ (127V - 100kHz)

Fonte: Autoria própria

Agora as formas de onda da corrente para L_s.

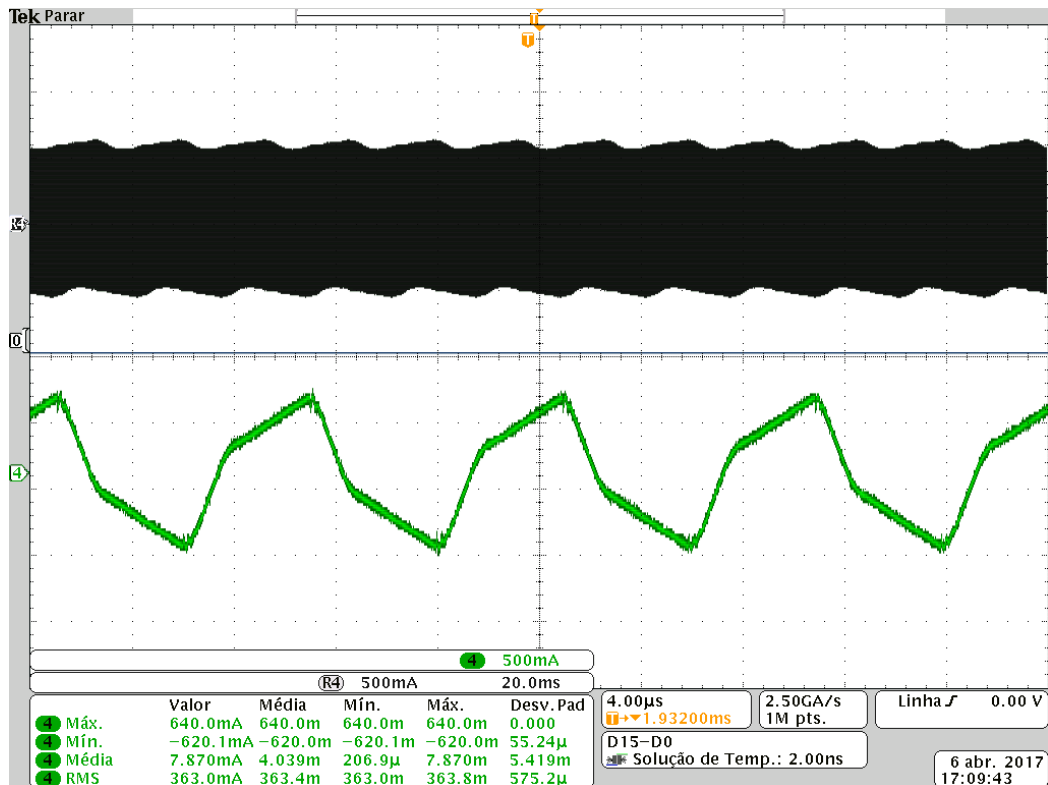


Figura 86: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 127V.

Fonte: Autoria Própria.

A tabela 17 e o gráfico 6 compara os resultados práticos com os simulados.

Tabela 17: Tabela comparativa corrente em L_s para 127V.

Ls Baixa Frequência - (127V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	628,4	654,2	100kHz	4,1%
I _{min}	-560,2	-595,4	100kHz	6,3%
I _{med}	36,41	38,36	100kHz	5,4%
I _{rms}	364,8	375,2	100kHz	2,9%
Ls Alta Frequência - (127V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	640	643,45	100kHz	0,5%
I _{min}	-620,1	-634,2	100kHz	2,3%
I _{med}	7,87	8,4	100kHz	6,7%
I _{rms}	363	375,2	100kHz	3,4%

Fonte: Autoria própria

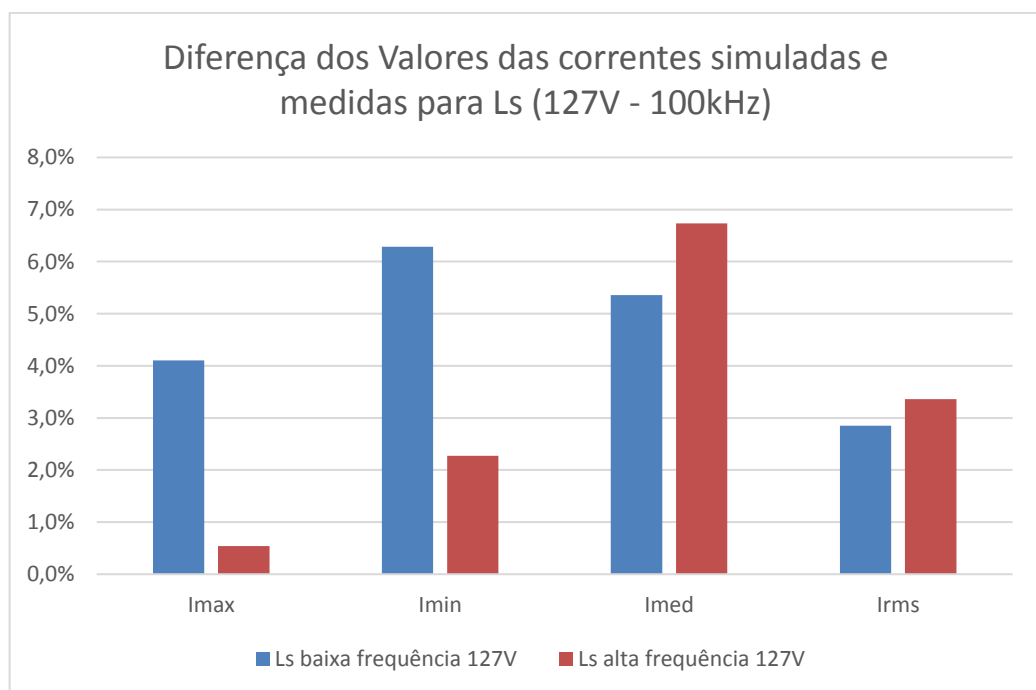


Gráfico 6: Gráfico da diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (127V - 100kHz)

Fonte: Autoria própria

- As figuras 87, 88 apresentam as formas de onda da corrente, para a tensão de entrada em 135V e a frequência de comutação em 100kHz, do indutor L_1 . E a figura 89 a corrente do indutor L_s .

A corrente de L_1 em baixa frequência está em sincronia com a tensão de entrada (correção do fator de potência ocorrendo)

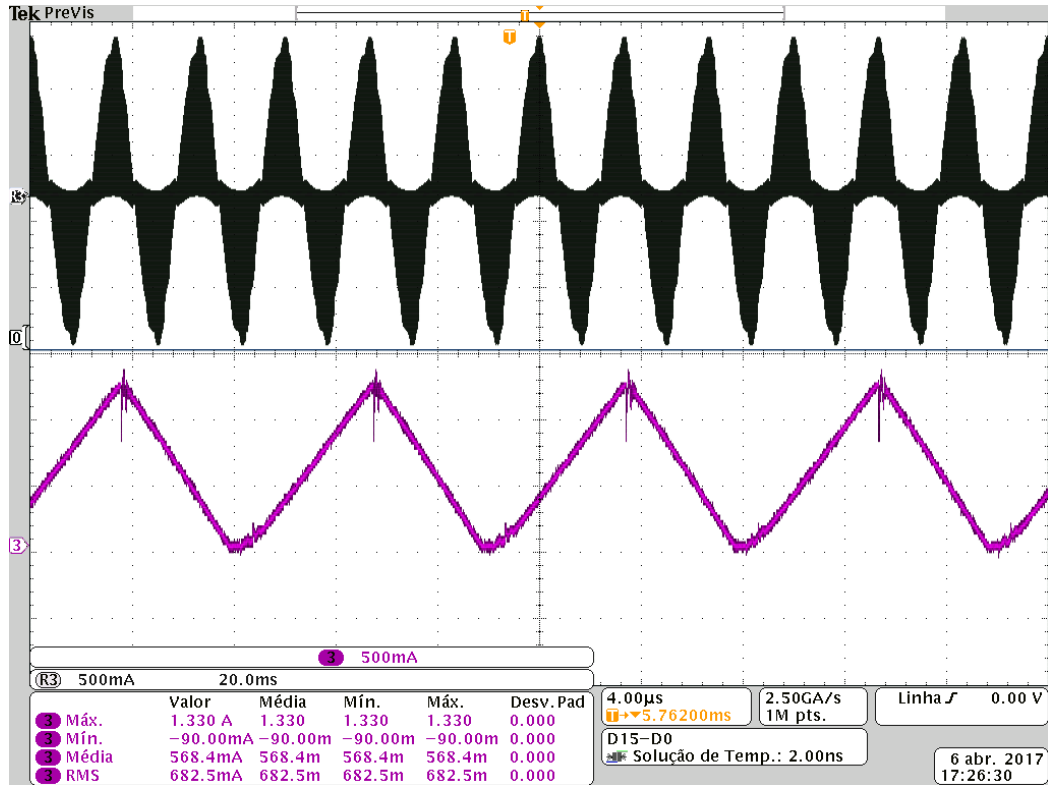


Figura 87: Forma de onda corrente de L₁ no ponto mais alto, 135V (alta frequência).

Fonte: Autoria Própria.

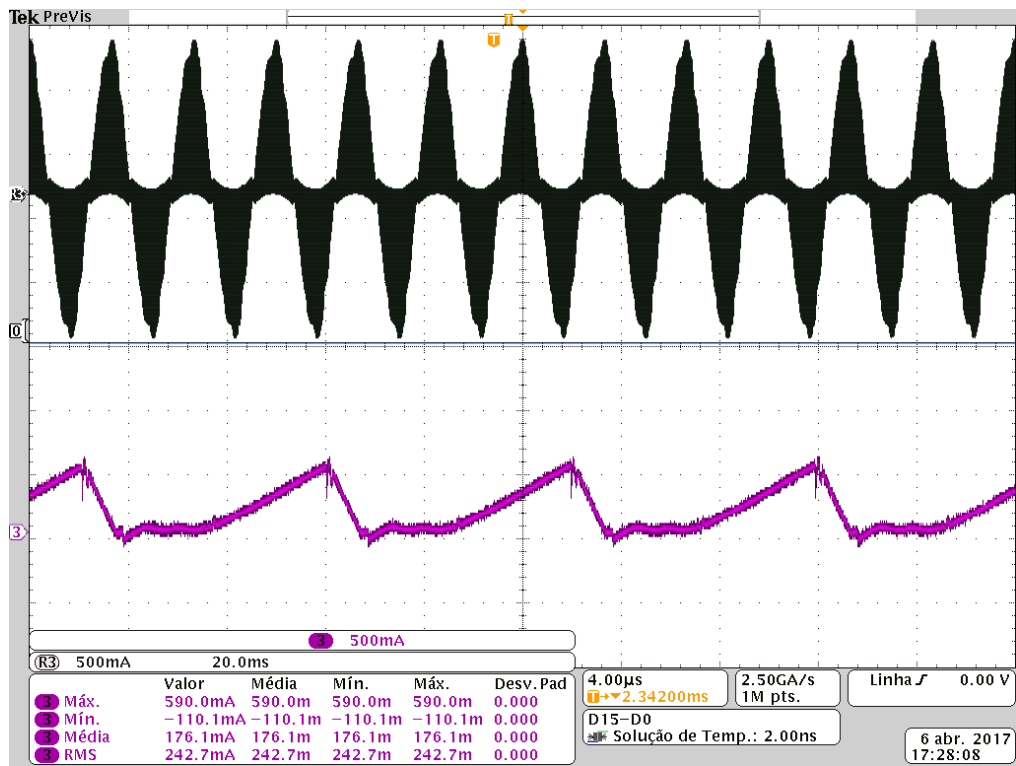


Figura 88: Forma de onda corrente de L₁ próximo ao zero, 135V (alta frequência).

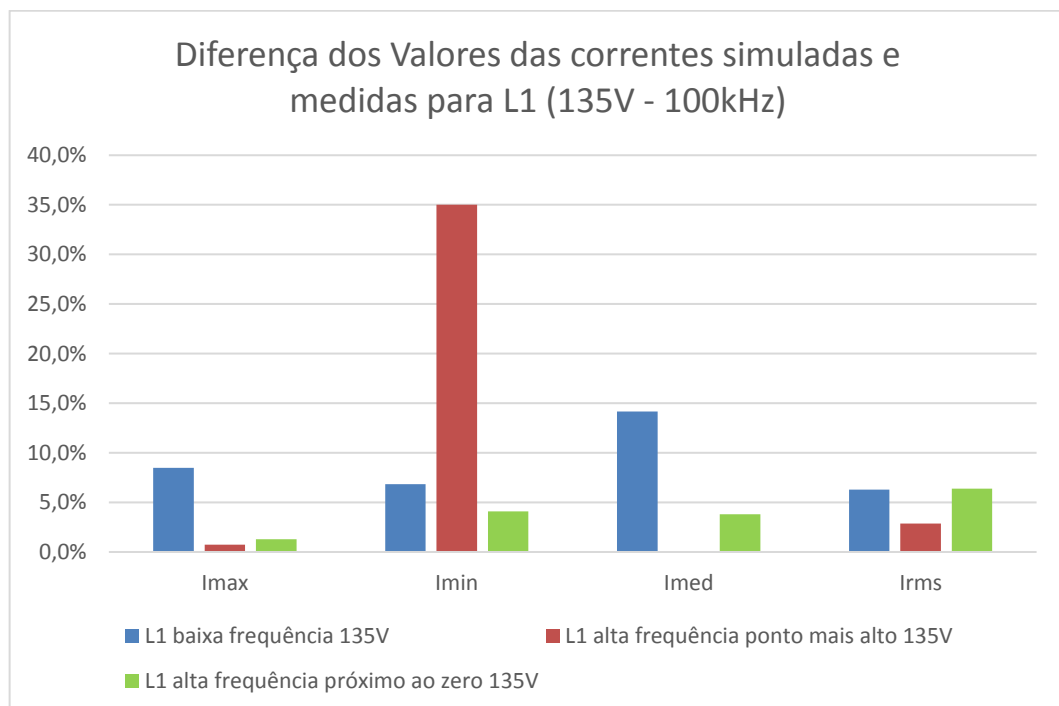
Fonte: Autoria Própria.

A tabela 18 compara os resultados práticos com os simulados e o gráfico 7 mostra o erro percentual.

Tabela 18: Tabela comparativa corrente em L₁ para 135V.

L1 Baixa Frequência - (135V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I _{max}	1,203	1,305	100kHz	8,5%
I _{min}	-1,127	-1,204	100kHz	6,8%
I _{med}	0,03013	0,0344	100kHz	14,2%
I _{rms}	0,4271	0,454	100kHz	6,3%
L1 Alta Frequência Ponto mais alto - (135V)				
Correntes	Valores Medidos (A)	Valores Simulados (A)	Frequência	Diferença
I _{max}	1,33	1,34	100kHz	0,8%
I _{min}	-0,090	-0,0585	100kHz	35,0%
I _{med}	0,5684	0,569	100kHz	0,1%
I _{rms}	0,6825	0,702	100kHz	2,9%
L1 Alta Frequência Próximo ao zero - (135V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I _{max}	590	597,5	100kHz	1,3%
I _{min}	-110,1	-105,6	100kHz	4,1%
I _{med}	176,1	169,4	100kHz	3,8%
I _{rms}	242,7	258,2	100kHz	6,4%

Fonte: Autoria própria

Gráfico 7: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L₁ (135V - 100kHz)

Fonte: Autoria própria

Agora as formas de onda da corrente para L_s.

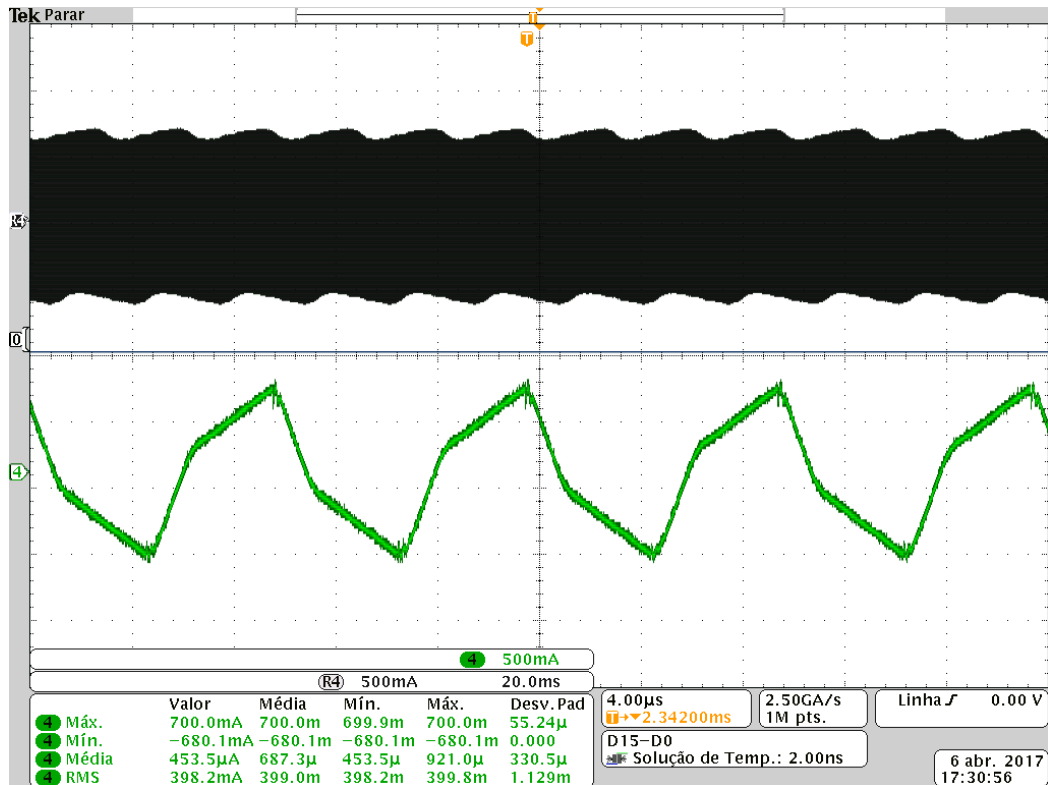


Figura 89: Forma de onda corrente de L_s em alta frequência, 135V.

Fonte: Autoria Própria.

A seguir a tabela 19 e o gráfico 8 estão comparando os resultados práticos com os simulados.

Tabela 19: Tabela comparativa corrente em L_s para 135V.

Ls Baixa Frequência - (135V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	700	767,6	100kHz	9,7%
I_{min}	-633,8	-728,4	100kHz	14,9%
I_{med}	36,41	40,47	100kHz	11,2%
I_{rms}	402,8	419,5	100kHz	4,1%
Ls Alta Frequência - (135V)				
Correntes	Valores Medidos (mA)	Valores Simulados (mA)	Frequência	Diferença
I_{max}	700	769,8	100kHz	10,0%
I_{min}	-680,1	-684,9	100kHz	0,7%
I_{med}	0,4535	0,473	100kHz	4,3%
I_{rms}	398,2	427,2	100kHz	7,3%

Fonte: Autoria própria

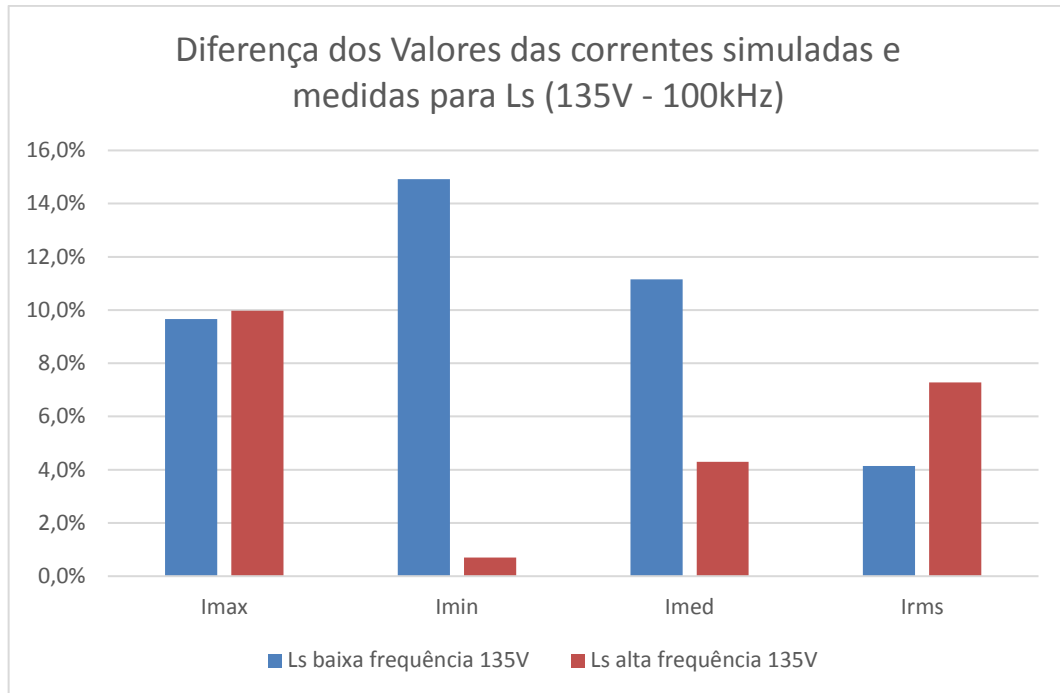


Gráfico 8: Diferença dos Valores das correntes simuladas e medidas para L_s (135V - 100kHz)

Fonte: Autoria própria

2.11 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

2.11.1 Resultado Para $f_c = 60\text{kHz}$

A tabela 20 apresenta todos os valores encontrados durante a implementação para uma frequência de comutação de 60kHz e o gráfico 9 mostra a variação do rendimento pela tensão de entrada.

Tabela 20: Medições realizadas para $f_o = 60\text{kHz}$.

60 kHz (Indutores projetados para 60kHz)							
V _{in}	V _{out}	V _{2b}	I _{omed}	I _{in(rms)}	η	Freq	V _{comand}
90V	109V	246,1V	185mA	231mA	92,30%	60kHz	16,74V
110V	111,9V	345,5V	262mA	279mA	91,78%	60kHz	29V
127V	114,2V	405,6V	344mA	329mA	90,89%	60kHz	15,16V
135V	115,2V	414,7V	383mA	349mA	90,48%	60kHz	18,1V
Alterando a frequência para que a corrente de saída fosse 350mA							
V _{in}	V _{out}	V _{2b}	I _{omed}	I _{in(rms)}	η	Freq	V _{comand}
90V	114,68V	285,2V	350mA	475mA	90,60%	33kHz	16,18V
110V	114,61V	360,5V	350mA	389mA	91,31%	45kHz	15,9V
127V	114,43V	408,4V	350mA	336mA	90,81%	58kHz	17,7V
135V	114,21V	407,6V	350mA	317mA	90,46%	64kHz	18,25V

Fonte: Autoria Própria.

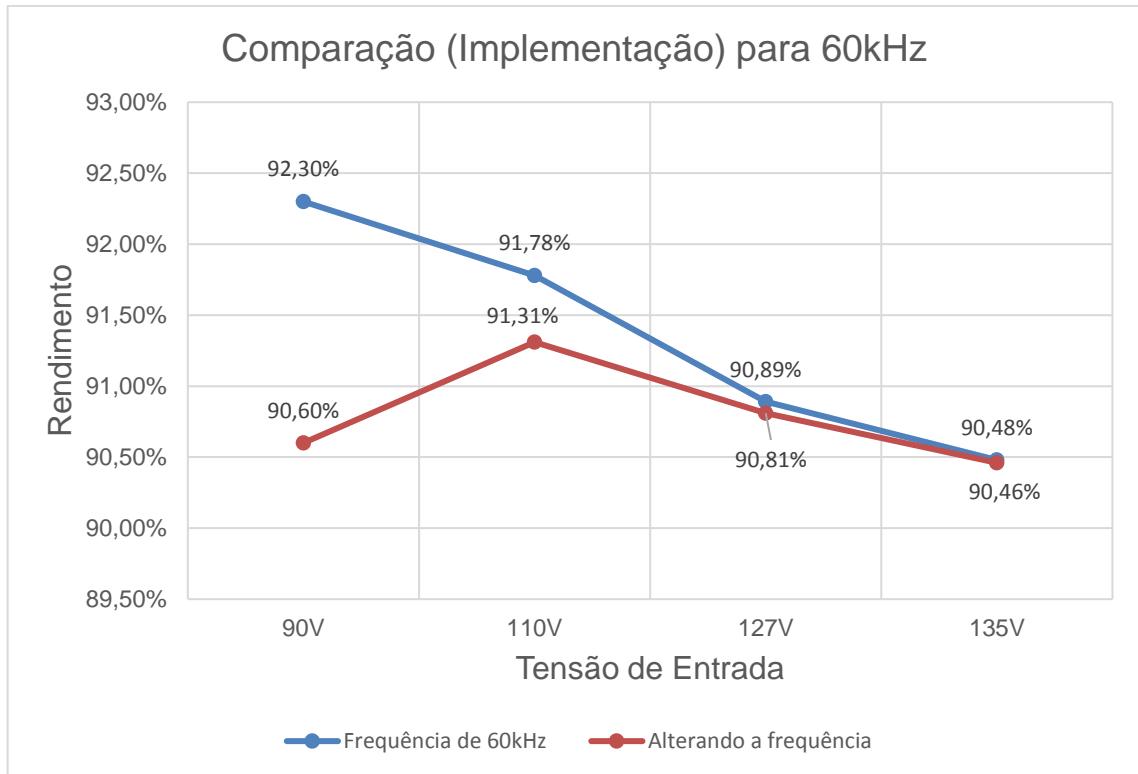


Gráfico 9: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 60\text{kHz}$.

Fonte: Autoria Própria.

Como pode-se notar no gráfico 9 o rendimento apresentou uma pequena queda para 60kHz a medida que foi-se aumentando a tensão de entrada. E para os casos em que se alterou a frequência pode-se notar uma pequena melhora no rendimento em 110V e no mais ele manteve-se praticamente o mesmo. O rendimento para os dois casos manteve-se acima de 90%.

2.11.2 Resultado Para $f_c = 80\text{kHz}$

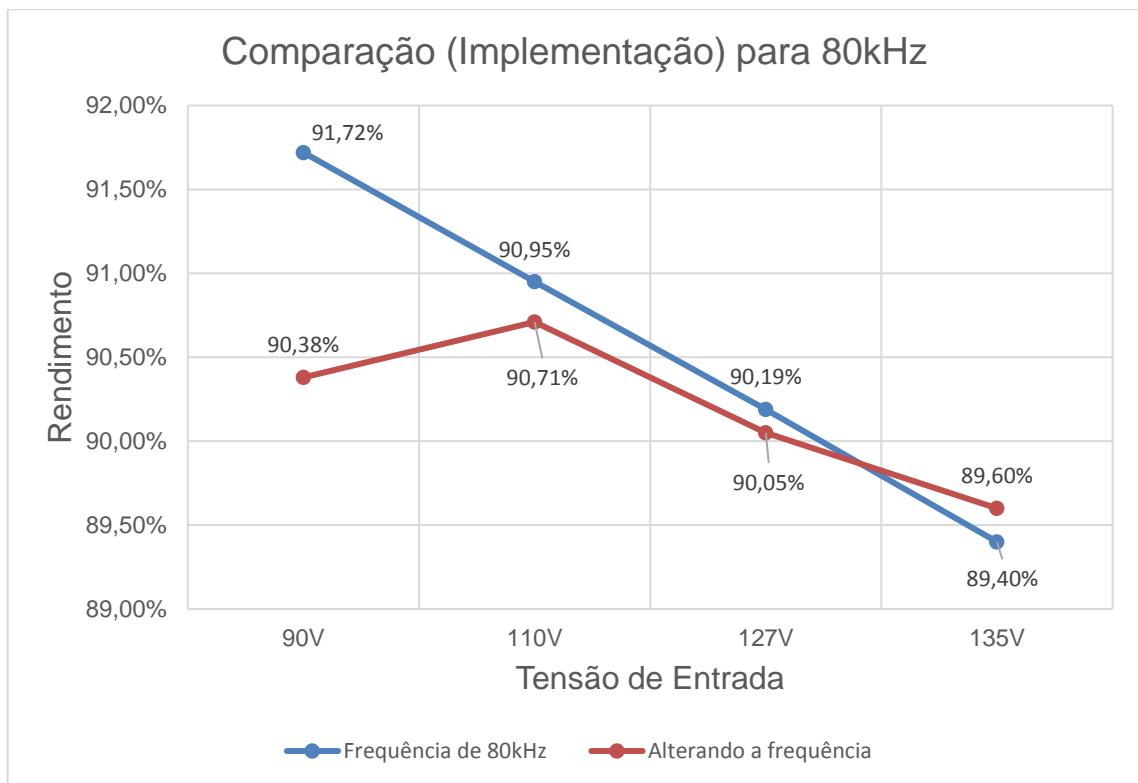
A seguir na tabela 21 pode-se observar todos valores encontrados durante a implementação para uma frequência de comutação de 80kHz e o gráfico 10 mostra a variação do rendimento pela tensão de entrada.

Tabela 21: Medições realizadas para $f_o = 80\text{kHz}$.

80 kHz (Indutores projetados para 80kHz)							
V_{in}	V_{out}	V_{2b}	I_{omed}	$I_{in}(rms)$	η	Freq	V_{comand}
90V	109,21V	247,8V	175mA	213mA	91,72%	80kHz	17,64V
110V	111,82V	311,7V	263mA	271mA	90,95%	80kHz	18,01V
127V	113,74V	370,7V	335mA	314mA	90,19%	80kHz	18,40V
135V	113,74V	397,9V	366mA	327mA	89,40%	80kHz	18,45V
Alterando a frequência para que a corrente de saída fosse 350mA							
V_{in}	V_{out}	V_{2b}	I_{omed}	$I_{in}(rms)$	η	Freq	V_{comand}
90V	114,89V	290,2V	350mA	461mA	90,38%	41kHz	17,62V
110V	114,45V	329,7V	350mA	376mA	90,71%	60kHz	18,03V
127V	113,94V	371V	350mA	330mA	90,05%	76kHz	18,44V
135V	114,39V	396V	350mA	309mA	89,60%	84kHz	18,57V

Fonte: Autoria Própria.

Como pode-se notar no gráfico 10 o rendimento apresentou uma queda, um pouco maior que no caso anterior, para 80kHz a medida que foi-se aumentando a tensão de entrada. E para os casos em que se alterou a frequência pode-se notar novamente uma pequena melhora no rendimento em 110V seguido por uma pequena queda nas demais tensões. O rendimento para os dois casos manteve-se acima de 89%.

Gráfico 10: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 80\text{kHz}$.

Fonte: Autoria Própria.

A tabela 22 apresenta os valores encontrados durante a implementação para uma frequência de comutação de 100kHz e o gráfico 11 mostra a variação do rendimento pela tensão de entrada.

Tabela 22: Medições realizadas para $f_o = 100\text{kHz}$.

100 kHz (Indutores projetados para 100kHz)							
V_{in}	V_{out}	V_{2b}	I_{omed}	$I_{in(rms)}$	η	Freq	V_{comand}
90V	109,05V	227,7V	166mA	208mA	90,20%	100kHz	17,28V
110V	111,94V	298,8V	257mA	270mA	90,01%	100kHz	16,22V
127V	113,7V	354,5V	329mA	307mA	88,86%	100kHz	17,61V
135V	114,36V	385,2V	323mA	361mA	88,28%	100kHz	17,81V
Alterando a frequência para que a corrente de saída fosse 350mA							
V_{in}	V_{out}	V_{2b}	I_{omed}	$I_{in(rms)}$	η	Freq	V_{comand}
90V	115,10V	278,1V	350mA	469mA	89,75%	49,9kHz	17V
110V	114,59V	313,4V	350mA	381mA	89,62%	73,17kHz	17,45V
127V	114,23V	357,1V	350mA	330mA	88,83%	92,97kHz	17,75V
135V	113,88V	392,7V	350mA	315mA	88,19%	104kHz	18,38V

Fonte: Autoria Própria.

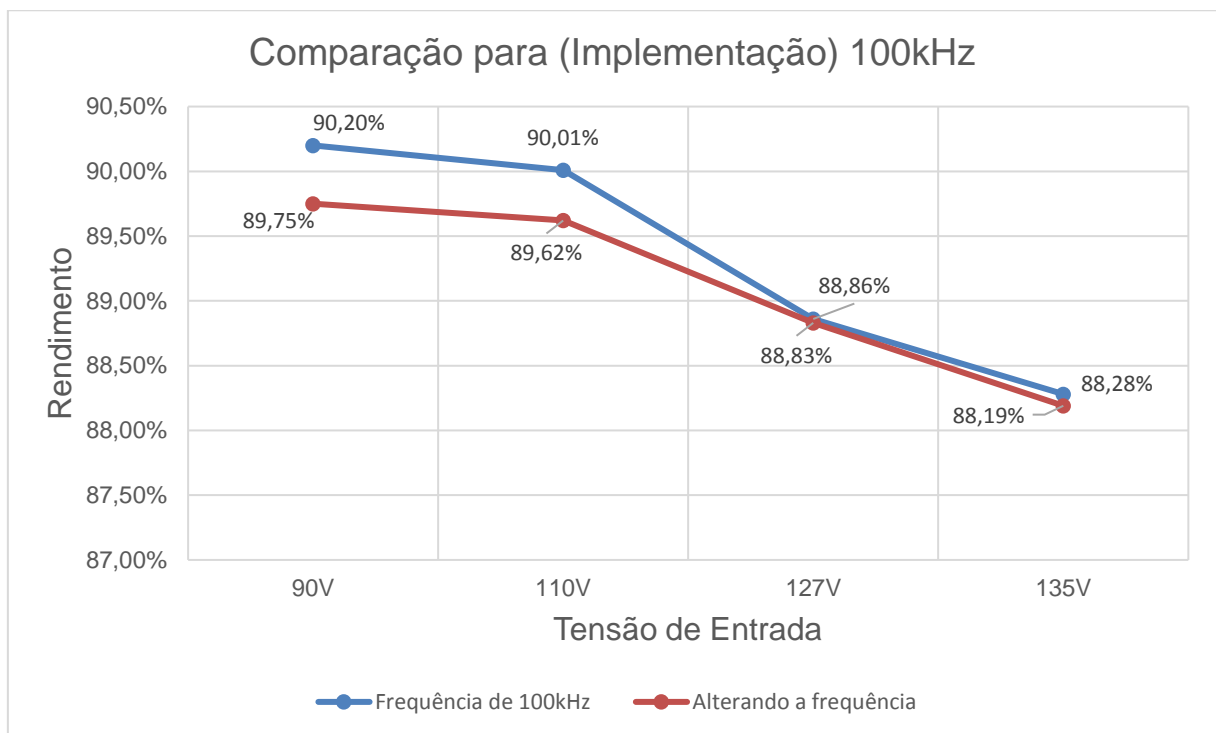


Gráfico 11: Rendimento x Tensão de Entrada $f_o = 100\text{kHz}$.

Fonte: Autoria Própria.

Como nota-se no gráfico 11 o rendimento para 100kHz manteve-se praticamente o mesmo para as duas primeiras tensões de entrada e apresentou uma

queda para as duas últimas tensões de entrada. E para os casos em que se alterou a frequência pode-se notar novamente uma estabilidade para o rendimento nas duas primeiras tensões utilizadas seguidas por uma queda para as duas últimas tensões de entrada (praticamente com rendimentos iguais). O rendimento para os dois casos manteve-se acima de 88%. O rendimento foi um pouco abaixo do esperado que deveria ser de 92%.

3 CONCLUSÃO

O intuito deste trabalho de conclusão de curso foi a análise e implementação de um sistema de acionamento (*driver*) para LEDs de potência. Foi realizado um breve estudo sobre esses conversores e foi então proposto uma topologia para a implementação, sendo que, a topologia proposta foi a de um conversor bridgeless boost PFC integrado com ponte retificadora.

O conversor proposto não possui muitos componentes o que torna sua aplicação viável já que terá um baixo custo de construção. Ele também admite que os LEDs operem com potência nominal durante a sua vida útil e o uso de capacitores de filme metalizado no barramento em lugar dos eletrolíticos, aumenta a vida útil também do *driver*, aproveitando melhor o mesmo.

Decidida a proposta que seria utilizada e através das etapas de funcionamento do conversor foi possível obter as principais formas de ondas teóricas bem como realizar a análise matemática do conversor. A partir desta análise foram apresentadas as equações que determinam os parâmetros que constituem o mesmo.

Os resultados da simulação assimétrica e simétrica comprovaram a metodologia do projeto apresentado. E as THDs das correntes na entrada, das simulações para as duas modulações, ficaram dentro da norma IEC 61000-3-2 Classe C, que regulamenta dispositivos de iluminação.

Para a realização da implementação com comutação simétrica foram apresentados os cálculos aproximados, para encontrar os indutores e os capacitores de barramento, do conversor e logo em seguida foram feitos cálculos, análises e o dimensionamento para os demais componentes do projeto. Cálculos estes que podem ser vistos com mais detalhes nos apêndices.

Por fim, foram apresentados os resultados experimentais da topologia projetada, com três frequências de comutação diferentes (60kHz, 80kHz e 100kHz), para as tensões de entrada de 90V, 110V, 127V e 135V. O fator de potência obtido para a proposta em todas as tensões testadas ficou em 99%, ou seja, possui elevado fator de potência. E os rendimentos obtidos para os diversos testes variou de 88% a 92%.

Para trabalhos futuros é possível inserir capacitores em paralelo aos interruptores, e desta forma executar comutação ZVS, com o objetivo de diminuir perdas e melhorar o rendimento.

Conclui-se que a montagem e teste do conversor bridgeless boost PFC confirmou os estudos realizados, uma vez que os resultados obtidos ficaram próximos dos calculados e simulados.

4 REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, Pedro Santos. **Síntese De Conversores Ressonantes Com Alto Fator De Potência E Alta Eficiência Para O Acionamento De Diodos Emissores De Luz**. Tese (doutorado) apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora – MG, 2014. Disponível em: < <https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/704>>. Acesso em: 10 set. 2016.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8**. Disponível em: < <http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 10 set. 2016.
- ARORA, A. et al. **Failures of electrical/electronic components: Selected case studies**. *IEEE Symposium on Product Compliance Engineering*. [S.l.]: [s.n.]. 2007. p. 1-6.
- BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Florianópolis: 3ª Edição, 2000.
- BARBI, Ivo. SOUZA, Fabiana Pöttker de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Florianópolis: Edição dos autores, 1999.
- BASSALO, José Maria Filardo. **O Prêmio Nobel de Física de 2014**. Caderno Brasileiro de Ensino de Física UFSC. Santa Catarina v. 32, n. 2, 2015. Disponível em: < <https://periodicos.ufsc.br/index.php/fisica/article/view/2175-7941.2015v32n2p351>>. Acesso em: 10 set. 2016.
- BUIATTI, G. M. et al. **Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains**. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58, 2009.
- CHEUNG, Derek. BRACH, Eric. **Conquering the Electron: The Geniuses, Visionaries, Egomaniacs, and Scoundrels Who Built Our Electronic Age**. London, UK: Rowman & Littlefield, 2011. Disponível em: <<https://books.google.com.br>>. Acesso em: 10 set. 2016.
- DATASHEET. **LM3524 Regulating Pulse Width Modulator**. Texas Instruments. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2524d.pdf>>. Acesso em: 10 set. 2016.
- DIAS, Marcelo Paschoal. **Avaliação Do Emprego De Um Pré-Regulador Boost De Baixa Frequência No Acionamento De Leds De Iluminação**. Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012. Disponível em: <http://bdtd.ibict.br/vufind/Record/UFJF_e3f5cc20ca80ade18c6cbb6f5fe6d455/Detail>. Acesso em: 10 set. 2016.

DOE. **Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan**. U. S. Department of Energy. [S.l.], p. 1-137. 2012.

DUMS. José Flávio. **Reator Eletrônico De Único Estágio E Elevado Fator De Potência, Baseado Na Topologia “Charge-Pump Voltage-Source”, Para Lâmpadas De Vapor De Sódio De Alta Pressão**. . Dissertação Programa de Pós-Graduação (Mestrado) em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis 2005. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/102105>> Acesso em: 10 set. 2016.

ELEKTRO. **Sistemas de iluminação**. Disponível em: <<https://www.elektro.com.br/sustentabilidade/programa-de-eficiencia-energetica>> Acesso em: 10 set. 2016.

FONSECA, Zito Palhano da. **Sistemas Eletrônicos Com Elevado Fator De Potência De Estágio Único E Sem Capacitores Eletrolíticos Para Acionar Leds De Potência**. Dissertação Programa de Pós-Graduação (Mestrado) em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2014.

FONT. Carlos Henrique Illa. ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico De Indutores E Transformadores**. Instituto De Eletrônica De Potência. Departamento De Engenharia Elétrica UFSC. Florianópolis, Santa Catarina, 2012. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovgo/materiais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 10 set. 2016.

HORI, Masatoshi. SHIBUYA, Kazuki. SATO, Mitsunari e SAITO, Yoshino. **Lethal effects of short-wavelength visible light on insects**. Scientific Reports 4, Article number: 7383 (2014). Disponível em: <<https://www.nature.com/articles/srep07383>>. Acesso em: 10 set. 2016.

KHANNA, V. K. **Fundamentals of Solid State Lighting: LEDs, OLEDs, and Their Application in Illumination and Displays**. Boca Raton, FL. CRC Press, 2014. Disponível em: <<http://www.crcnetbase.com/isbn/9781466561120>>. Acesso em: 10 set. 2016.

LATHROP, Olin. **Calculating The Pulldown Resistance For A Given Mosfet's Gate**. In: Electronics Stack Exchange. Março, 2013. Disponível em: <<https://electronics.stackexchange.com/questions/60427/calculating-the-pulldown-resistance-for-a-given-mosfets-gate>>. Acesso em: 10 set. 2016.

LAUBSCH, A. et al. **High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters**. IEEE Transactions on Electron Devices, 57, n. 1, Janeiro 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5345808/>>. Acesso em: 10 set. 2016.

MIRANDA, Pedro Henrique Almeida. **Conversor CA/CC com capacitor chaveado para LEDs de potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de

Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012. Disponível em: <<http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/4841>>. Acesso em: 10 set. 2016.

MONTEIRO, Raul Vitor Arantes. CARVALHO, Bismarck Castillo. NOGUEIRA, Fernando. **Drivers de Lâmpadas de LED: Topologias, Aplicações e Desempenho**. Scientific Journal of FAET and ICET UFMT E&S - Engineering and Science 2014, 2:1. Disponível em: <<http://periodicoscientificos.ufmt.br/ojs/index.php/eng/article/view/1916>>. Acesso em: 10 set. 2016.

OLIVEIRA, Júlio Cesar Lopes de. **Projeto E Estudo De Um Conversor Ca/Cc De Alta Potência, 14,4 V E 300 A Para Aplicações Automotivas**. Dissertação Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina. Londrina, 2014. Disponível em: <http://www.uel.br/pos/meel/disserta/2014_JulioCesarLopes.pdf>. Acesso em: 10 set. 2016.

ORTON, John. **Semiconductors and the Information Revolution**. Oxford – UK: Elsevier B.V. 2009.

ZOHURI, Bahman. **Compact Heat Exchangers: Selection, Application, Design and Evaluation**. Springer, 2016.

SÁ JUNIOR, Edilson Mineiro. **Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação**. Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2010. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/94480>>. Acesso em: 10 set. 2016.

SARJEANT, W. et al. **Capacitors**, 26, n. 5, Maio 1998.

SCHUBERT, E. Fred. **Light – Emitting Diodes**. 2nd ed. Cambridge, 2006. Disponível em: <<http://www.ifsc.usp.br/~lavfis2/BancoApostilasImagens/ApConstantePlanck/ApCtePlanck2013/LIGHT-EMITTING%20DIODES.e-0521865387-2e.pdf>>. Acesso em: 10 set. 2016

STEVENS, J. et al. **The Service Life of Large Aluminum Electrolytic Capacitors: Effects of Construction and Application**. IEEE Transactions on Industry Applications, 38, n. 5, Maio 2002. 1441-1446.

XIANSONG, Fu. WENCUI, Xu. PINGJUAN, Niu. HAITAO, Tian. CHENMING, Dong. e HONG, Chen. **Design and properties analysis of a single-chip white InGaN/GaN LED**. International Conference on Mechanical and Electrical Technology (ICMET 2010), vol.2, p.413-416, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5598465/>>. Acesso em: 10 set. 2016.

YAM, F. K.; HASSAN, Z. **Innovative Advances in LED Technology.**

Microelectronics Journal, n. 36, 2005. 129-137. Disponível em:

<<http://eportfolio.lib.ksu.edu.tw/user/T/0/T093000181/repository/LED/2005%20MJ%20Innovative%20advances%20in%20LED%20technology.pdf>>. Acesso em: 10 set. 2016.

ZHOU, Y. et al. **A Remaining Useful Life Prediction Method based on Condition Monitoring for LED Driver.** IEEE Conference on Prognostics and System Health Mangement (PHM). [S.l.]: [s.n.]. 2012

ZOHURI, Bahman. **Compact Heat Exchangers: Selection, Application, Design and Evaluation.** Springer, 2016.

APÊNDICE A – Cálculos Análise matemática.

Análise matemática do conversor

Cálculo da análise matemática do conversor.

$$f1 := \frac{(Vb + Vo) \cdot t1}{Ls} - IIs1 = 0$$

$$\frac{(Vb + Vo) t1}{Ls} - IIs1 = 0 \quad (1)$$

$$f2 := \frac{(Vb - Vo) \cdot t2}{Ls} = IIs3$$

$$\frac{(Vb - Vo) t2}{Ls} = IIs3 \quad (2)$$

$$f3 := \frac{(-Vb - Vo) \cdot t3}{Ls} + IIs3 = 0$$

$$\frac{(-Vb - Vo) t3}{Ls} + IIs3 = 0 \quad (3)$$

$$f4 := -\frac{(-Vb + Vo) \cdot t4}{Ls} = IIs2$$

$$-\frac{(-Vb + Vo) t4}{Ls} = IIs2 \quad (4)$$

$$f5 := -\frac{(-Vb + Vo) \cdot t5}{Ls} + IIs2 = IIs1$$

$$-\frac{(-Vb + Vo) t5}{Ls} + IIs2 = IIs1 \quad (5)$$

$$g1 := \frac{Vp \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot t1}{L1} = I111$$

$$\frac{Vp \sin(\omega t) t1}{L1} = I111 \quad (6)$$

$$g2 := I111 + \frac{Vp \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot t2}{L1} = I113$$

$$I111 + \frac{Vp \sin(\omega t) t2}{L1} = I113 \quad (7)$$

$$g3 := I113 + \frac{((Vp \cdot \sin(\omega \cdot t)) - 2 \cdot Vb) \cdot t3}{L1} = I112$$

$$I113 + \frac{(Vp \sin(\omega t) - 2 Vb) t3}{L1} = I112 \quad (8)$$

$$g4 := I112 + \frac{((Vp \cdot \sin(\omega \cdot t)) - 2 \cdot Vb) \cdot t4}{L1} = 0$$

$$I112 + \frac{(Vp \sin(\omega t) - 2 Vb) t4}{L1} = 0 \quad (9)$$

$$e1 := t1 + t2 + t3 + t4 + t5 = Ts$$

$$t1 + t2 + t3 + t4 + t5 = Ts \quad (10)$$

$$e2 := t1 + t2 = D \cdot Ts \quad t1 + t2 = D Ts \quad (11)$$

$$e3 := t3 + t4 + t5 = (1 - D) \cdot Ts \quad t3 + t4 + t5 = (1 - D) Ts \quad (12)$$

Resolução do sistema.

$solve(\{e1, e2, e3, f1, f2, f3, f4, f5, g1, g2, g3, g4\}, \{Ils1, Ils2, Ils3, III1, III2, III3, t1, t2, t3, t4, t5\})$

$$\begin{aligned} & \left\{ III1 = -\frac{1}{4} \frac{\sin(\omega t) Ts Vp (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo LI}, III2 \right. \\ & = \frac{1}{4} \frac{1}{Vb Vo LI} (Ts (2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp + 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp - 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo \\ & - \sin(\omega t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp - \sin(\omega t) Vo^2 Vp + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo \\ & + 2 Vb Vo^2)), III3 = \frac{Vp \sin(\omega t) D Ts}{LI}, Ils1 = \\ & -\frac{1}{4} \frac{(2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) (Vb - Vo) Ts}{Vo Vb Ls}, Ils2 = \\ & -\frac{1}{4} \frac{1}{Ls (Vp \sin(\omega t) - 2 Vb) Vb Vo} ((Vb - Vo) Ts (2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp \\ & + 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp - 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo - \sin(\omega t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp \\ & - \sin(\omega t) Vo^2 Vp + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo + 2 Vb Vo^2)), Ils3 \\ & = \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls}, t1 = \\ & -\frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t2 \\ & = \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t3 \\ & = \frac{1}{4} \frac{(2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2) Ts}{Vb Vo}, t4 = \\ & -\frac{1}{4} \frac{1}{(Vp \sin(\omega t) - 2 Vb) Vb Vo} (Ts (2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp + 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp \\ & - 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo - \sin(\omega t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp - \sin(\omega t) Vo^2 Vp \\ & + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo + 2 Vb Vo^2)), t5 = \left. \frac{Ts (2 D Vb + Vp \sin(\omega t) - 2 Vb)}{Vp \sin(\omega t) - 2 Vb} \right\} \end{aligned}$$

simplificar

$$\left\{ III1 = -\frac{1}{4} \frac{\sin(\omega t) Ts Vp (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo LI}, III2 \right. \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{4} \frac{1}{Vb Vo LI} (Ts (2 D \sin(\varpi t) Vb^2 Vp + 2 D \sin(\varpi t) Vb Vo Vp - 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo \\
&- \sin(\varpi t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\varpi t) Vb Vo Vp - \sin(\varpi t) Vo^2 Vp + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo \\
&+ 2 Vb Vo^2)), Ill3 = \frac{Vp \sin(\varpi t) D Ts}{LI}, IIs1 = \\
&- \frac{1}{4} \frac{(2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) (Vb - Vo) Ts}{Vo Vb Ls}, IIs2 = \\
&- \frac{1}{4} \frac{1}{Ls (Vp \sin(\varpi t) - 2 Vb) Vb Vo} ((Vb - Vo) Ts (2 D \sin(\varpi t) Vb^2 Vp \\
&+ 2 D \sin(\varpi t) Vb Vo Vp - 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo - \sin(\varpi t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\varpi t) Vb Vo Vp \\
&- \sin(\varpi t) Vo^2 Vp + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo + 2 Vb Vo^2)), IIs3 \\
&= \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls}, t1 = \\
&- \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t2 \\
&= \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t3 \\
&= \frac{1}{4} \frac{(2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2) Ts}{Vb Vo}, t4 = \\
&- \frac{1}{4} \frac{1}{(Vp \sin(\varpi t) - 2 Vb) Vb Vo} (Ts (2 D \sin(\varpi t) Vb^2 Vp + 2 D \sin(\varpi t) Vb Vo Vp \\
&- 4 D Vb^3 + 4 D Vb^2 Vo - \sin(\varpi t) Vb^2 Vp + 2 \sin(\varpi t) Vb Vo Vp - \sin(\varpi t) Vo^2 Vp \\
&+ 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo + 2 Vb Vo^2)), t5 = \left. \frac{Ts (2 D Vb + Vp \sin(\varpi t) - 2 Vb)}{Vp \sin(\varpi t) - 2 Vb} \right\}
\end{aligned}$$

Equação Icb2 e resolução do sistema com tal equação.

$$\begin{aligned}
e4 := icb2 &= \frac{((Ill3 + IIs3) \cdot t3 + (Ill3 - IIs1) \cdot t4 - IIs1 \cdot t5)}{2 \cdot Ts} \\
icb2 &= \frac{1}{2} \frac{(Ill3 + IIs3) t3 + (Ill3 - IIs1) t4 - IIs1 t5}{Ts} \tag{15}
\end{aligned}$$

$solve(\{e1, e2, e3, e4, f1, f2, f3, f4, f5, g1, g2, g3, g4\}, \{IIs1, IIs2, IIs3, Ill1, Ill2, Ill3, t1, t2, t3, t4, t5, icb2\})$

$$\left\{ Ill1 = - \frac{1}{4} \frac{\sin(\varpi t) Ts Vp (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo LI}, Ill2 = - \frac{1}{4} \frac{1}{Vb Vo LI} (Ts (\tag{16}
\right.$$

$$\begin{aligned}
& -2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp + 4 D Vb^3 - 4 D Vb^2 Vo + \sin(\omega t) Vb^2 Vp \\
& - 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp + \sin(\omega t) Vo^2 Vp - 2 Vb^3 + 4 Vb^2 Vo - 2 Vb Vo^2), Il13 \\
& = \frac{Vp \sin(\omega t) D Ts}{LI}, Il1 = \\
& - \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^3 - 2 D Vb Vo^2 - Vb^3 - Vb^2 Vo + Vb Vo^2 + Vo^3)}{Vo Vb Ls}, Il2 = \\
& - \frac{1}{4} \frac{1}{Ls Vb Vo (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} ((Vb - Vo) Ts (-2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp \\
& - 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp + 4 D Vb^3 - 4 D Vb^2 Vo + \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp \\
& + \sin(\omega t) Vo^2 Vp - 2 Vb^3 + 4 Vb^2 Vo - 2 Vb Vo^2)), Il3 \\
& = \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls}, icb2 = \\
& - \frac{1}{16} \frac{1}{Ls LI Vo Vb^2 (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} ((-8 D^2 Vp^2 \sin(\omega t)^2 Ls Vo Vb^2 \\
& - 4 D^2 LI Vb^4 Vp \sin(\omega t) + 4 D^2 LI Vb^2 Vo^2 Vp \sin(\omega t) + 8 D^2 LI Vb^5 - 8 D^2 LI Vb^3 Vo^2 \\
& + 8 D LI Vb^4 Vp \sin(\omega t) - 8 D LI Vo^2 Vp \sin(\omega t) Vb^2 - 16 D LI Vb^5 + 16 D LI Vb^3 Vo^2 \\
& - 3 LI Vb^4 Vp \sin(\omega t) + 2 LI Vb^2 Vo^2 Vp \sin(\omega t) + LI Vo^4 Vp \sin(\omega t) + 6 LI Vb^5 \\
& - 4 LI Vb^3 Vo^2 - 2 LI Vb Vo^4) Ts), t1 = - \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t2 \\
& = \frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t3 \\
& = \frac{1}{4} \frac{(2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2) Ts}{Vb Vo}, t4 = \\
& - \frac{1}{4} \frac{1}{Vb Vo (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} (Ts (-2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp \\
& + 4 D Vb^3 - 4 D Vb^2 Vo + \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp + \sin(\omega t) Vo^2 Vp \\
& - 2 Vb^3 + 4 Vb^2 Vo - 2 Vb Vo^2)), t5 = - \left. \frac{Ts (2 D Vb + Vp \sin(\omega t) - 2 Vb)}{-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb} \right\}
\end{aligned}$$

Equação Icb1 e resolução do sistema com tal equação.

$$k1 := icb1 = \frac{((I13 - I1s1) \cdot t1 + (I13 + I1s3) \cdot t2 + (I13 + I1s3) \cdot t3 + (I13 - I1s1) \cdot t4)}{2 \cdot Ts}$$

$$icb1 = \frac{1}{2} \frac{(I13 - I1s1) t1 + (I13 + I1s3) t2 + (I13 + I1s3) t3 + (I13 - I1s1) t4}{Ts} \quad (17)$$

solve({e1, e2, e3, e4, f1, f2, f3, f4, f5, g1, g2, g3, g4, k1}, {I1s1, I1s2, I1s3, I111, I112, I113, t1, t2, t3, t4, t5, icb2, icb1})

$$\left\{ I111 = -\frac{1}{4} \frac{\sin(\omega t) Ts Vp (2 D Vb^2 - 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo LI}, I112 = -\frac{1}{4} \frac{1}{Vb Vo LI} (Ts (\quad (18)$$

$$-2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp + 4 D Vb^3 - 4 D Vb^2 Vo + \sin(\omega t) Vb^2 Vp$$

$$- 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp + \sin(\omega t) Vo^2 Vp - 2 Vb^3 + 4 Vb^2 Vo - 2 Vb Vo^2)), I113$$

$$= \frac{Vp \sin(\omega t) D Ts}{LI}, I1s1 =$$

$$-\frac{1}{4} \frac{Ts (2 D Vb^3 - 2 D Vb Vo^2 - Vb^3 - Vb^2 Vo + Vb Vo^2 + Vo^3)}{Vo Vb Ls}, I1s2 =$$

$$-\frac{1}{4} \frac{1}{Ls Vb Vo (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} ((Vb - Vo) Ts (-2 D \sin(\omega t) Vb^2 Vp$$

$$- 2 D \sin(\omega t) Vb Vo Vp + 4 D Vb^3 - 4 D Vb^2 Vo + \sin(\omega t) Vb^2 Vp - 2 \sin(\omega t) Vb Vo Vp$$

$$+ \sin(\omega t) Vo^2 Vp - 2 Vb^3 + 4 Vb^2 Vo - 2 Vb Vo^2)), I1s3$$

$$= \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 D Vb^2 + 2 D Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls}, icb1$$

$$= \frac{1}{8} \frac{1}{Vb Ls LI Vo (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} ((8 D^2 Ls Vb^2 Vo Vp \sin(\omega t) + 4 D^2 LI Vb^4$$

$$- 4 D^2 LI Vb^2 Vo^2 - 2 D LI Vb^3 Vp \sin(\omega t) + 2 D LI Vb Vo^2 Vp \sin(\omega t) + 2 D LI Vb^4$$

$$- 2 D LI Vb^3 Vo - 2 D LI Vb^2 Vo^2 + 2 D LI Vb Vo^3 + LI Vb^3 Vp \sin(\omega t)$$

$$- LI Vb^2 Vo Vp \sin(\omega t) - LI Vb Vo^2 Vp \sin(\omega t) + LI Vo^3 Vp \sin(\omega t) - 2 LI Vb^4$$

$$+ 2 Vb^3 Vo LI + 2 Vb^2 Vo^2 LI - 2 LI Vb Vo^3) Ts), icb2 =$$

$$-\frac{1}{16} \frac{1}{Ls LI Vo Vb^2 (-Vp \sin(\omega t) + 2 Vb)} ((-8 D^2 Vp^2 \sin(\omega t)^2 Ls Vo Vb^2$$

$$- 4 D^2 LI Vb^4 Vp \sin(\omega t) + 4 D^2 LI Vb^2 Vo^2 Vp \sin(\omega t) + 8 D^2 LI Vb^5 - 8 D^2 LI Vb^3 Vo^2$$

$$\begin{aligned}
& + 8 D L I V b^4 V_p \sin(\omega t) - 8 D L I V_o^2 V_p \sin(\omega t) V b^2 - 16 D L I V b^5 + 16 D L I V b^3 V_o^2 \\
& - 3 L I V b^4 V_p \sin(\omega t) + 2 L I V b^2 V_o^2 V_p \sin(\omega t) + L I V_o^4 V_p \sin(\omega t) + 6 L I V b^5 \\
& - 4 L I V b^3 V_o^2 - 2 L I V b V_o^4) T_s), t1 = -\frac{1}{4} \frac{T_s (2 D V b^2 - 2 D V b V_o - V b^2 + V_o^2)}{V b V_o}, t2 \\
& = \frac{1}{4} \frac{T_s (2 D V b^2 + 2 D V b V_o - V b^2 + V_o^2)}{V b V_o}, t3 \\
& = \frac{1}{4} \frac{(2 D V b^2 - 2 D V b V_o - V b^2 + 2 V b V_o - V_o^2) T_s}{V b V_o}, t4 = \\
& - \frac{1}{4} \frac{1}{V b V_o (-V_p \sin(\omega t) + 2 V b)} (T_s (-2 D \sin(\omega t) V b^2 V_p - 2 D \sin(\omega t) V b V_o V_p \\
& + 4 D V b^3 - 4 D V b^2 V_o + \sin(\omega t) V b^2 V_p - 2 \sin(\omega t) V b V_o V_p + \sin(\omega t) V_o^2 V_p \\
& - 2 V b^3 + 4 V b^2 V_o - 2 V b V_o^2)), t5 = -\frac{T_s (2 D V b + V_p \sin(\omega t) - 2 V b)}{-V_p \sin(\omega t) + 2 V b} \}
\end{aligned}$$

Cálculos para as equações de corrente total. Isolar variáveis para encontrar os valores dos componentes.

icb2negativo é igual icb1positivo. (Devido aos ciclos negativo/positivo da fonte de alimentação (rede elétrica)).

$$\begin{aligned}
k2 := icb1posit = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{1}{8} \frac{1}{V b L_s L I V_o (-V_p \sin(x) + 2 V b)} & \left((8 D^2 L_s V b^2 V_o V_p \sin(x) \right. \\
& + 4 D^2 L I V b^4 - 4 D^2 L I V b^2 V_o^2 - 2 D L I V b^3 V_p \sin(x) + 2 D L I V b V_o^2 V_p \sin(x) + 2 D L I V b^4 \\
& - 2 D L I V b^3 V_o - 2 D L I V b^2 V_o^2 + 2 D L I V b V_o^3 + L I V b^3 V_p \sin(x) - L I V b^2 V_o V_p \sin(x) \\
& - L I V b V_o^2 V_p \sin(x) + L I V_o^3 V_p \sin(x) - 2 L I V b^4 + 2 V b^3 V_o L I + 2 V b^2 V_o^2 L I \\
& \left. - 2 L I V b V_o^3) T_s \right) dx \\
icb1posit = \frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L_s V_o V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} & \left(T_s \left(-4 I V b^2 V_o^2 D^2 L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \right. \right. \quad (19) \\
& + 4 I V b^2 V_o^2 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) + 16 I V b^3 D^2 L_s V_o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& - 16 I V b^3 D^2 L_s V_o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 2 I V b^3 D L I V_o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^2 V_o^2 D L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) + 2 I V_o^3 D L I V b \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& \left. + 2 I V b^3 D L I V_o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 2 I V b^2 V_o^2 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -2 I V o^3 D L I V b \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 8 D^2 V b^2 V o^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L s V o - 4 D V b^3 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V o \\
& + 4 V b^2 V o^2 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I + 4 V o^3 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V b \\
& + 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V b^2 L I V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - V o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - 8 V b^2 D^2 L s V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - 2 V o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 2 I V b^4 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& + 2 I V b^4 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 8 D^2 V b^4 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \Big)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
k_3 := icb2neg &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} \frac{1}{8} \frac{1}{V b L s L I V o (-V p \sin(x) + 2 V b)} \left((8 D^2 L s V b^2 V o V p \sin(x) \right. \\
& + 4 D^2 L I V b^4 - 4 D^2 L I V b^2 V o^2 - 2 D L I V b^3 V p \sin(x) + 2 D L I V b V o^2 V p \sin(x) + 2 D L I V b^4 \\
& - 2 D L I V b^3 V o - 2 D L I V b^2 V o^2 + 2 D L I V b V o^3 + L I V b^3 V p \sin(x) - L I V b^2 V o V p \sin(x) \\
& - L I V b V o^2 V p \sin(x) + L I V o^3 V p \sin(x) - 2 L I V b^4 + 2 V b^3 V o L I + 2 V b^2 V o^2 L I \\
& \left. - 2 L I V b V o^3 \right) T_s \Big) dx \\
icb2neg &= -\frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L s V o V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \left(T_s \left(4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \right. \right. \\
& - 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 2 I V b^4 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& + 2 I V b^4 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 8 D^2 V b^2 V o^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L s V o - 4 D V b^3 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V o \\
& \left. + 4 V b^2 V o^2 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I + 4 V o^3 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V b \right) \tag{20}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& + 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 2 I V b^3 D L I V o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& + 2 I V o^3 D L I V b \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 2 I V b^3 D L I V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 2 I V o^3 D L I V b \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - V b^2 L I V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - V o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& + V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + 8 V b^2 D^2 L s V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& + 2 V o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + 8 D^2 V b^4 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \Big)
\end{aligned}$$

icb1negativo é igual a icb2positivo

$$\begin{aligned}
k4 := icb1neg &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} -\frac{1}{16} \frac{1}{L s L I V o V b^2 (V p \sin(x) - 2 V b)} \left((8 D^2 V p^2 \sin(x)^2 L s V o V b^2 \right. \\
& + 4 D^2 L I V b^4 V p \sin(x) - 4 D^2 L I V b^2 V o^2 V p \sin(x) - 8 D^2 L I V b^5 + 8 D^2 L I V b^3 V o^2 \\
& - 8 D L I V b^4 V p \sin(x) + 8 D L I V o^2 V p \sin(x) V b^2 + 16 D L I V b^5 - 16 D L I V b^3 V o^2 \\
& + 3 L I V b^4 V p \sin(x) - 2 L I V b^2 V o^2 V p \sin(x) - L I V o^4 V p \sin(x) - 6 L I V b^5 + 4 L I V b^3 V o^2 \\
& \left. + 2 L I V b V o^4 \right) T s) dx \\
icb1neg &= -\frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2} \left(T s \left(32 I V b^4 D^2 L s V o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \right. \right. \\
& - 32 I V b^4 D^2 L s V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\
& - 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 16 D^2 L s \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^3 V o \\
& + 64 D^2 L s \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) V b^4 V o - 16 D^2 V p \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2 \\
& \left. - 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 + 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 \right) \quad (21)
\end{aligned}$$

$$\left. + 3 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 - 2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 - L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V o^4 \right) \Bigg)$$

$$e5 := icb2posit = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} -\frac{1}{16} \frac{1}{L s L I V o V b^2 (V p \sin(x) - 2 V b)} \left((8 D^2 V p^2 \sin(x)^2 L s V o V b^2 \right. \\ \left. + 4 D^2 L I V b^4 V p \sin(x) - 4 D^2 L I V b^2 V o^2 V p \sin(x) - 8 D^2 L I V b^5 + 8 D^2 L I V b^3 V o^2 \right. \\ \left. - 8 D L I V b^4 V p \sin(x) + 8 D L I V o^2 V p \sin(x) V b^2 + 16 D L I V b^5 - 16 D L I V b^3 V o^2 \right. \\ \left. + 3 L I V b^4 V p \sin(x) - 2 L I V b^2 V o^2 V p \sin(x) - L I V o^4 V p \sin(x) - 6 L I V b^5 + 4 L I V b^3 V o^2 \right. \\ \left. + 2 L I V b V o^4 \right) T s) dx$$

$$icb2posit = -\frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2} \left(T s \left(-32 I V b^4 D^2 L s V o \ln \left(\right. \right. \right. \quad (22) \\ \left. \left. - \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right) + 32 I V b^4 D^2 L s V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\ + 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 - 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 \\ + 16 D^2 L s \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^3 V o - 64 D^2 L s \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) V b^4 V o \\ + 16 D^2 V p \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2 - 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\ + 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 3 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\ \left. - 2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 - L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V o^4 \right) \Bigg)$$

Totais (Resolução)

$$resp1 := icb1tot = \frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L s V o V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \left(T s \left(-4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right) \right. \\ \left. + 4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right. \\ \left. - 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 2 I V b^3 D L I V o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right. \\ \left. + 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 2 I V o^3 D L I V b \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right. \\ \left. + 2 I V b^3 D L I V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right)$$

$$\begin{aligned}
& -2 I V o^3 D L I V b \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 8 D^2 V b^2 V o^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L s V o - 4 D V b^3 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V o \\
& + 4 V b^2 V o^2 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I + 4 V o^3 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I V b \\
& + 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V b^2 L I V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - V o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - 8 V b^2 D^2 L s V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - 2 V o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 2 I V b^4 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& + 2 I V b^4 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 8 D^2 V b^4 \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) L I \Big) + \left(\right. \\
& - \frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2} \left(T s \left(32 I V b^4 D^2 L s V o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \right. \right. \\
& - 32 I V b^4 D^2 L s V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\
& - 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 16 D^2 L s \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^3 V o \\
& + 64 D^2 L s \arctan\left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) V b^4 V o - 16 D^2 V p \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2 \\
& - 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 + 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 3 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\
& \left. \left. - 2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 - L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V o^4 \right) \right) \Big) \Big) \\
icbI_{tot} = & \frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L s V o V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \left(T s \left(-4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \right. \right. \\
& + 4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& - 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) - 2 I V b^3 D L I V o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \\
& \left. \left. + 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) + 2 I V o^3 D L I V b \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}}\right) \right) \right) \quad (23)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 2 I V b^3 D L I V_o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) - 2 I V b^2 V_o^2 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) \\
& - 2 I V_o^3 D L I V b \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) - 8 D^2 V b^2 V_o^2 \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L_s V_o - 4 D V b^3 \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I V_o \\
& + 4 V b^2 V_o^2 D \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I + 4 V_o^3 D \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I V b \\
& + 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + V b^2 L I V_o \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + V_o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi \\
& - V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi - V_o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi - 8 V b^2 D^2 L_s V_o \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi \\
& - 2 V_o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) \\
& - 4 I V b^4 D^2 L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) - 2 I V b^4 D L I \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) \\
& + 2 I V b^4 D L I \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) + 8 D^2 V b^4 \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) L I \Big) \\
& - \frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I L_s V_o V b^2 \sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \left(T_s \left(32 I V b^4 D^2 L_s V_o \ln\left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) \right. \right. \\
& \left. \left. - 32 I V b^4 D^2 L_s V_o \ln\left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) + 4 D^2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 \right. \right. \\
& \left. \left. - 4 D^2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 + 16 D^2 L_s \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^3 V_o \right. \right. \\
& \left. \left. + 64 D^2 L_s \arctan\left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}}\right) V b^4 V_o - 16 D^2 V_p L_s V_o V b^2 \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \right. \right. \\
& \left. \left. - 8 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 + 8 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 \right. \right. \\
& \left. \left. + 3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 - 2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 - L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V_o^4 \right) \right)
\end{aligned}$$

$$\text{resp2} := \text{icb2tot} = -\frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} L_s V_o V b^2} \left(T_s \left(-32 I V b^4 D^2 L_s V_o \ln\left(
\right. \right.
\right.$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \Big) + 32 I V b^4 D^2 L s V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\
& - 4 D^2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 16 D^2 L s \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^3 V o \\
& - 64 D^2 L s \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) V b^4 V o + 16 D^2 V p \sqrt{4 V b^2 - V p^2} L s V o V b^2 \\
& - 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 + 8 D L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 + 3 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^4 \\
& - 2 L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V b^2 V o^2 - L I \pi \sqrt{4 V b^2 - V p^2} V o^4 \Big) \Big) \\
& + \frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L s V o V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \left(T s \left(-4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \right. \right. \\
& + 4 I V b^2 V o^2 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& - 16 I V b^3 D^2 L s V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 2 I V b^3 D L I V o \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 2 I V o^3 D L I V b \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^3 D L I V o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 2 I V b^2 V o^2 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& - 2 I V o^3 D L I V b \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 8 D^2 V b^2 V o^2 \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L s V o - 4 D V b^3 \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I V o \\
& + 4 V b^2 V o^2 D \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I + 4 V o^3 D \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I V b \\
& + 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V b^2 L I V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + V o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - V o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi - 8 V b^2 D^2 L s V o \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi \\
& - 2 V o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V p^2} \pi + 4 I V b^4 D^2 L I \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& - 4 I V b^4 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) - 2 I V b^4 D L I \ln \left(- \frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^4 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 8 D^2 V b^4 \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I \Big) \Big)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
icb2tot = & -\frac{1}{16} \frac{1}{\pi L I L_s V_o V b^2 \sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \left(T_s \left(-32 I V b^4 D^2 L_s V_o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \right) \right. \\
& + 32 I V b^4 D^2 L_s V_o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) + 4 D^2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 \\
& - 4 D^2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 + 16 D^2 L_s \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^3 V_o \\
& - 64 D^2 L_s \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) V b^4 V_o + 16 D^2 V_p L_s V_o V b^2 \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \\
& - 8 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 + 8 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 \\
& \left. + 3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^4 - 2 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V b^2 V_o^2 - L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi V_o^4 \right) \\
& + \frac{1}{8} \frac{1}{\pi L I L_s V_o V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \left(T_s \left(-4 I V b^2 V_o^2 D^2 L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \right) \right. \\
& + 4 I V b^2 V_o^2 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) + 16 I V b^3 D^2 L_s V_o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& - 16 I V b^3 D^2 L_s V_o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 2 I V b^3 D L I V_o \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^2 V_o^2 D L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) + 2 I V_o^3 D L I V b \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& + 2 I V b^3 D L I V_o \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 2 I V b^2 V_o^2 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& - 2 I V_o^3 D L I V b \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 8 D^2 V b^2 V_o^2 \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) L I \\
& + 32 V b^3 D^2 \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) L_s V_o - 4 D V b^3 \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) L I V_o \\
& + 4 V b^2 V_o^2 D \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) L I + 4 V_o^3 D \arctan \left(\frac{V_p}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) L I V b \\
& + 2 V b^3 D L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + V b^2 L I V_o \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + V_o^2 L I V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi \\
& - V b^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi - V_o^3 L I \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi - 8 V b^2 D^2 L_s V_o \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi \\
& - 2 V_o^2 D L I V b \sqrt{4 V b^2 - V_p^2} \pi + 4 I V b^4 D^2 L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \\
& \left. - 4 I V b^4 D^2 L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) - 2 I V b^4 D L I \ln \left(-\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V_p^2}} \right) \right)
\end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
& + 2 I V b^4 D L I \ln \left(\frac{I V b}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) + 8 D^2 V b^4 \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I \\
& - 4 V b^4 D \arctan \left(\frac{V p}{\sqrt{4 V b^2 - V p^2}} \right) L I \Big)
\end{aligned}$$

APÊNDICE B – Cálculos Aproximados.

Cálculo aproximado do conversor

$$f1 := ILs2 - \frac{(Vb + Vo)}{Ls} \cdot t1 = 0$$

$$ILs2 - \frac{(Vb + Vo) t1}{Ls} = 0 \quad (1)$$

$$f2 := ILs1 - \frac{(Vb - Vo)}{Ls} \cdot t2 = 0$$

$$ILs1 - \frac{(Vb - Vo) t2}{Ls} = 0 \quad (2)$$

$$f4 := ILs1 - \frac{(Vb + Vo)}{Ls} \cdot t3 = 0$$

$$ILs1 - \frac{(Vb + Vo) t3}{Ls} = 0 \quad (3)$$

$$f5 := ILs2 - \frac{(Vb - Vo)}{Ls} \cdot t4 = 0$$

$$ILs2 - \frac{(Vb - Vo) t4}{Ls} = 0 \quad (4)$$

$$f6 := t1 + t2 = d \cdot Ts$$

$$t1 + t2 = d Ts \quad (5)$$

$$f7 := t4 + t3 = (1 - d) \cdot Ts$$

$$t4 + t3 = (1 - d) Ts \quad (6)$$

$$f3 := Io1 - \frac{ILs1 \cdot t3}{2 \cdot Ts} - \frac{ILs1 \cdot t2}{2 \cdot Ts} = 0$$

$$Io1 - \frac{1}{2} \frac{ILs1 t3}{Ts} - \frac{1}{2} \frac{ILs1 t2}{Ts} = 0 \quad (7)$$

$$f8 := Io2 - \frac{ILs2 \cdot t1}{2 \cdot Ts} - \frac{ILs2 \cdot t4}{2 \cdot Ts} = 0$$

$$Io2 - \frac{1}{2} \frac{ILs2 t1}{Ts} - \frac{1}{2} \frac{ILs2 t4}{Ts} = 0 \quad (8)$$

$solve(\{f1, f2, f3, f4, f5, f6, f7, f8\}, \{ILs1, ILs2, t1, t2, t3, t4, Io1, Io2\})$

$$\left\{ ILs1 = \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) (2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts}{Ls Vb Vo}, ILs2 = \right. \quad (9)$$

$$\left. - \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2)}{Ls Vb Vo}, Io1 \right.$$

$$= \frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} \left((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 \right.$$

$$\left. + 2 Vb Vo - Vo^2) \right), Io2$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} \left((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) Ts (2 Vb^2 d \right. \\
&\left. - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) \right), t1 = - \frac{1}{4} \frac{Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo}, t2 \\
&= \frac{1}{4} \frac{(2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts}{Vb Vo}, t3 \\
&= \frac{1}{4} \frac{Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2)}{Vb Vo}, t4 = \\
&\left. - \frac{1}{4} \frac{Ts (2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2)}{Vb Vo} \right\}
\end{aligned}$$

Sendo $I_o = I_{o1} + I_{o2}$

$$\begin{aligned}
I_o := & \frac{1}{16} \frac{(2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2)}{Vb Vo^2 Ls} \\
& + \frac{1}{16} \frac{(2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo^2 Ls} \\
& \frac{1}{16} \frac{(2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2)}{Vb Vo^2 Ls} \quad (10) \\
& + \frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} \left((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) Ts (2 Vb^2 d \right. \\
&\left. - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) \right)
\end{aligned}$$

simplificar

$$= \frac{1}{8} \frac{Ts (4 Vb^4 d^2 - 4 Vb^2 Vo^2 d^2 - 4 Vb^4 d + 4 Vb^2 Vo^2 d + Vb^4 - Vo^4)}{Vb Vo^2 Ls} \quad (11)$$

Passando I_o para o outro lado da expressão e fazendo o mesmo com L_s , encontra-se a equação para L_s .

$$\begin{aligned}
f9 := & \frac{1}{8} \frac{Ts (4 Vb^4 d^2 - 4 Vb^2 Vo^2 d^2 - 4 Vb^4 d + 4 Vb^2 Vo^2 d + Vb^4 - Vo^4)}{Vb Vo^2 I_o} \\
& \frac{1}{8} (Ts (4 Vb^4 d^2 - 4 Vb^2 Vo^2 d^2 - 4 Vb^4 d + 4 Vb^2 Vo^2 d + Vb^4 - Vo^4)) / \quad (12) \\
& \left(Vb Vo^2 \left(\frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} \left((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts (2 Vb^2 d \right. \right. \right. \\
&\left. \left. - 2 Vb Vo d - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2) \right) \right) \\
& + \frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} \left((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) Ts (2 Vb^2 d \right. \\
&\left. - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) \right) \left. \right)
\end{aligned}$$

simplificar

$$Ls \quad (13)$$

Essa é a equação para L1

$$L1 := \frac{d^2 \cdot Vp^2 \cdot Vb \cdot Rend \cdot Ts}{2 \cdot Vo \cdot Io \cdot (2 \cdot Vb - Vp)} \quad (14)$$

$$\frac{1}{2} (d^2 Vp^2 Vb Rend Ts) /$$

$$\left(Vo \left(\frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} ((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + 2 Vb Vo - Vo^2)) \right. \right.$$

$$\left. \left. + \frac{1}{16} \frac{1}{Vb Vo^2 Ls} ((2 Vb^2 d + 2 Vb Vo d - Vb^2 - 2 Vb Vo - Vo^2) Ts (2 Vb^2 d - 2 Vb Vo d - Vb^2 + Vo^2)) \right) (2 Vb - Vp) \right)$$

Valores para 60kHz/Simétrico.

$$Vp := 180 \quad 180 \quad (15)$$

$$Rend := 0.92 \quad 0.92 \quad (16)$$

$$d := 0.5 \quad 0.5 \quad (17)$$

$$Vb := 225 \quad 225 \quad (18)$$

$$Ts := \frac{1}{60000} \quad \frac{1}{60000} \quad (19)$$

$$Vo := 121 \quad 121 \quad (20)$$

$$Io := 0.35 \quad 0.35 \quad (21)$$

$$f_{60Hz} := 60 \quad 60 \quad (22)$$

$$Ls60 := \frac{1}{8} \frac{Ts (4 Vb^2 d^2 - 4 Vb^2 d + Vb^2 + Vo^2) (Vb^2 - Vo^2)}{Vb Vo^2 Io} \quad 0.0009519576721 \quad (23)$$

$$L160 := \frac{d^2 \cdot Vp^2 \cdot Vb \cdot Rend \cdot Ts}{2 \cdot Vo \cdot Io \cdot (2 \cdot Vb - Vp)}$$

$$Cb60 := \frac{0.001221959858 \cdot Vo \cdot Io}{f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend \cdot (Vb + 0.05 \cdot Vb)^2 - (Vb - 0.05 \cdot Vb)^2 \cdot f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend}$$

$$0.00007577384145 \quad (25)$$

Valores para 80kHz/Simétrico.

$$Vp := 180 \quad 180 \quad (26)$$

$$Rend := 0.92 \quad 0.92 \quad (27)$$

$$d := 0.5 \quad 0.5 \quad (28)$$

$$Vb := 225 \quad 225 \quad (29)$$

$$Ts := \frac{1}{80000} \quad \frac{1}{80000} \quad (30)$$

$$Vo := 121 \quad 121 \quad (31)$$

$$Io := 0.35 \quad 0.35 \quad (32)$$

$$f_{60\text{ Hz}} := 60 \quad 60 \quad (33)$$

$$Ls80 := \frac{1}{8} \frac{Ts (4 Vb^2 d^2 - 4 Vb^2 d + Vb^2 + Vo^2) (Vb^2 - Vo^2)}{Vb Vo^2 Io} \quad 0.0007139682539 \quad (34)$$

$$L180 := \frac{d^2 \cdot Vp^2 \cdot Vb \cdot Rend \cdot Ts}{2 \cdot Vo \cdot Io \cdot (2 \cdot Vb - Vp)} \quad 0.0009164698935 \quad (35)$$

$$Cb80 := \frac{Vo \cdot Io}{f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend \cdot (Vb + 0.05 \cdot Vb)^2 - (Vb - 0.05 \cdot Vb)^2 \cdot f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend} \quad 0.00007577384145 \quad (36)$$

Valores para 100kHz/Simétrico.

$$Vp := 180 \quad 180 \quad (37)$$

$$Rend := 0.92 \quad 0.92 \quad (38)$$

$$d := 0.5$$

$$Vb := 225 \quad 0.5 \quad (39)$$

$$Ts := \frac{1}{100000} \quad 225 \quad (40)$$

$$Vo := 121 \quad \frac{1}{100000} \quad (41)$$

$$Io := 0.35 \quad 121 \quad (42)$$

$$f_{60\text{ Hz}} := 60 \quad 0.35 \quad (43)$$

$$Ls100 := \frac{1}{8} \frac{Ts (4 Vb^2 d^2 - 4 Vb^2 d + Vb^2 + Vo^2) (Vb^2 - Vo^2)}{Vb Vo^2 Io} \quad 60 \quad (44)$$

$$L1100 := \frac{d^2 \cdot Vp^2 \cdot Vb \cdot Rend \cdot Ts}{2 \cdot Vo \cdot Io \cdot (2 \cdot Vb - Vp)} \quad 0.0005711746032 \quad (45)$$

$$Cb100 := \frac{Vo \cdot Io}{f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend \cdot (Vb + 0.05 \cdot Vb)^2 - (Vb - 0.05 \cdot Vb)^2 \cdot f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend} \quad 0.0007331759150 \quad (46)$$

$$Cb100 := \frac{Vo \cdot Io}{f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend \cdot (Vb + 0.05 \cdot Vb)^2 - (Vb - 0.05 \cdot Vb)^2 \cdot f_{60\text{ Hz}} \cdot Rend} \quad 0.00007577384145 \quad (47)$$

APÊNDICE C – Cálculos para os componentes.

Cálculos para os componentes

$V_p := 180$	180	(1)
$Rend := 0.92$	0.92	(2)
$d := 0.5$	0.5	(3)
$V_b := 225$	225	(4)
$V_{2b} := 450$	450	(5)
$T_s := 10^{-5}$	$\frac{1}{100000}$	(6)
$V_o := 121$	121	(7)
$I_o := 0.35$	0.35	(8)
$V_{led} := 35 \cdot 3.3$	115.5	(9)
$R_o := 35 \cdot 0.45$	15.75	(10)
Obs. 2% DE VARIAÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA EM PORCENTAGEM $\Delta I_{porcent} := 0.0204$	0.0204	(11)
$f_{60Hz} := 60$	60	(12)
$f_s := 100 \cdot 10^3$	100000	(13)
$f_{Filt} := 10 \cdot 10^3$	10000	(14)
$L_{Filt} := 2500 \cdot 10^{-6}$	$\frac{1}{400}$	(15)
$C_{Filt} := 100 \cdot 10^{-9}$	$\frac{1}{10000000}$	(16)

$$L_s := 572 \cdot 10^{-6}$$

$$\frac{143}{250000} \quad (17)$$

$$L_l := 733 \cdot 10^{-6}$$

$$\frac{733}{1000000} \quad (18)$$

$$C_b := \frac{V_o \cdot I_o}{f_{60 \text{ Hz}} \cdot \text{Rend} \cdot (V_b + 0.05 \cdot V_b)^2 - (V_b - 0.05 \cdot V_b)^2 \cdot f_{60 \text{ Hz}} \cdot \text{Rend}}$$

$$0.00007577384145 \quad (19)$$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

$$200000 \pi \quad (20)$$

$$III1 := -\frac{1}{4} \frac{T_s V_p (2 d V_b^2 - 2 d V_b V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b V_o L_l}$$

$$0.2837653480 \quad (21)$$

$$III2 := \frac{1}{4} \frac{1}{V_b V_o L_l} (T_s (2 d V_b^2 V_p + 2 d V_b V_o V_p - 4 d V_b^3 + 4 d V_b^2 V_o - V_b^2 V_p + 2 V_b V_o V_p - V_o^2 V_p + 2 V_b^3 - 4 V_b^2 V_o + 2 V_b V_o^2))$$

$$0.8021828102 \quad (22)$$

$$III3 := \frac{V_p d T_s}{L_l}$$

$$1.227830832 \quad (23)$$

$$IIs1 := -\frac{1}{4} \frac{(2 d V_b^2 + 2 d V_b V_o - V_b^2 - 2 V_b V_o - V_o^2) (V_b - V_o) T_s}{V_o V_b L_s}$$

$$0.6989898990 \quad (24)$$

$$IIs2 := -\frac{1}{4} \frac{1}{L_s (V_p - 2 V_b) V_b V_o} ((V_b - V_o) T_s (2 d V_b^2 V_p + 2 d V_b V_o V_p - 4 d V_b^3 + 4 d V_b^2 V_o - V_b^2 V_p + 2 V_b V_o V_p - V_o^2 V_p + 2 V_b^3 - 4 V_b^2 V_o + 2 V_b V_o^2))$$

$$0.3959595958 \quad (25)$$

$$IIs3 := \frac{1}{4} \frac{(V_b - V_o) T_s (2 d V_b^2 + 2 d V_b V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b V_o L_s}$$

$$0.6989898990 \quad (26)$$

$$t1 := -\frac{1}{4} \frac{T_s (2 d V_b^2 - 2 d V_b V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b V_o}$$

$$0.000001155555556 \quad (27)$$

$$t2 := \frac{1}{4} \frac{T_s (2 d V_b^2 + 2 d V_b V_o - V_b^2 + V_o^2)}{V_b V_o}$$

$$0.000003844444444 \quad (28)$$

$$t3 := \frac{1}{4} \frac{(2 d V_b^2 - 2 d V_b V_o - V_b^2 + 2 V_b V_o - V_o^2) T_s}{V_b V_o}$$

$$0.000001155555556 \quad (29)$$

$$t4 := -\frac{1}{4} \frac{1}{(Vp - 2 Vb) Vb Vo} (Ts (2 d Vb^2 Vp + 2 d Vb Vo Vp - 4 d Vb^3 + 4 d Vb^2 Vo - Vb^2 Vp + 2 Vb Vo Vp - Vo^2 Vp + 2 Vb^3 - 4 Vb^2 Vo + 2 Vb Vo^2))$$

0.000002177777777 **(30)**

$$t5 := \frac{Ts (2 d Vb + Vp - 2 Vb)}{Vp - 2 Vb}$$

0.000001666666667 **(31)**

PARA O FILTRO DE ENTRADA

$$f_{Filt} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{Filt} \cdot C_{Filt}}}$$

$\frac{10000 \sqrt{10}}{\pi}$ **(32)**

PARA OS DIODOS D1 E D2

$$Vd1 := V2b$$

450 **(33)**

$$Id1med := \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{t4} \left(\frac{Vp \sin(\omega t) d Ts}{L1} \right) dt$$

0.1561216345 **(34)**

$$Id1ef := \sqrt{\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{t4} \left(\frac{Vp \sin(\omega t) d Ts}{L1} \right)^2 dt}$$

0.3748695182 **(35)**

PARA OS TRANSISTORES M1 E M2

$$Vm1max := V2b$$

450 **(36)**

$$Im1max := Il13 + Ils3$$

1.926820731 **(37)**

$$Im1med := \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{\frac{Ts}{5}} \left(\frac{Vp \sin(\omega t) d Ts}{L1} + \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 d Vb^2 + 2 d Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls} \right) dt$$

0.2748266631 **(38)**

$$Im1ef := \sqrt{\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{\frac{Ts}{5}} \left(\frac{Vp \sin(\omega t) d Ts}{L1} + \frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 d Vb^2 + 2 d Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls} \right)^2 dt}$$

0.6340218819 **(39)**

PARA OS DIODOS SCHOTTKY

$$Vds1 := Vb$$

225

(40)

$$Idss1med := \frac{Io}{2}$$

0.1750000000

(41)

 $Ids1ef$

$$:= \left(\frac{1}{Ts} \cdot \left(\int_0^{t1} \left(\frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 d Vb^2 + 2 d Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls} \right)^2 dt + \int_{t3}^{t5} \left(\frac{1}{4} \frac{(Vb - Vo) Ts (2 d Vb^2 + 2 d Vb Vo - Vb^2 + Vo^2)}{Vb Vo Ls} \right)^2 dt \right) \right)^{1/2}$$

0.2853614313

(42)

CAPACITOR DA SAÍDA

$$Vo := Vled + Io \cdot Ro$$

121.0125

(43)

$$Co := \frac{2}{3 \cdot \Delta Ioporcet \cdot \pi \cdot Ro}$$

0.000003302312337

(44)

APÊNDICE D – Cálculos para os indutores.

Foi escolhido para o projeto, núcleos de ferrite do tipo E (figura 13) por ser um material indicado para operação em frequências elevadas.

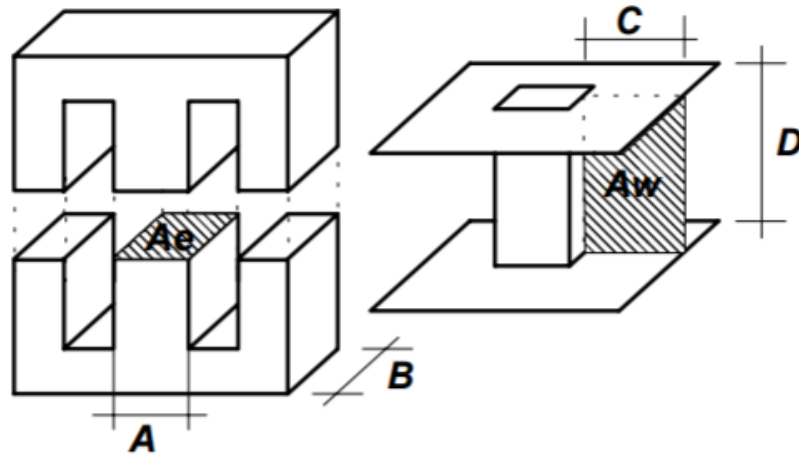


Figura 1: Núcleo tipo E e carretel.

Fonte: FONT, 2012.

Onde, a área da seção transversal do núcleo é denominada A_e e a área da janela, denominada A_w .

- Núcleo apropriado

Baseado nas Leis de Àmpere e de Faraday e considerando que, quando a corrente no indutor é máxima ($I_{L1.3}$ e I_{Ls3}) têm-se o máximo valor de B (B_{max}) tem-se:

$$B = \mu_o \cdot H \quad (1)$$

$$N \cdot B_{max} \cdot A_e = L \cdot I_{pico} \quad (2)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3)$$

$$\mu_o \rightarrow \text{permeabilidade do ar} \rightarrow 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}$$

E a densidade de corrente é dada por:

$$J_{max} = \frac{N \cdot I_{eficaz}}{A_p} \quad (4)$$

Sendo A_p a área transversal do enrolamento de cobre e B o campo magnético. Para núcleos de ferrite usuais o valor de B_{max} fica em torno de 0,3T e para o de J_{max} , tipicamente utiliza-se 450A/cm² mas pode variar. Foram utilizados nos cálculos dos indutores do projeto: $B_{max}=0.3T$ e $J_{max}=350A/cm^2$.

Os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área disponível assim é necessário definir uma constante k_w (fator de ocupação do cobre). O valor típico da constante k_w para a construção de indutores é 0,7 (70%).

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (5)$$

Então

$$N = \frac{J_{max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{eficaz}} \quad (6)$$

Igualando

$$\frac{J_{max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{eficaz}} = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (7)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (8)$$

Obs. O fator 10^4 é para ajuste de unidade (cm⁴).

Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrões de núcleos e, deve-se selecionar o núcleo com o $A_e \cdot A_w$ maior e mais próximo do calculado. (FONT, 2012)

Tabela 1: Núcleos tipo - E padrões.

Núcleo	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	l_e (cm)	l_t (cm)	V_n (cm ³)	$A_e \cdot A_w$ (cm ⁴)
EE-20/15	0,312	0,26	4,28	3,80	1,34	0,08
EE-30/07	0,600	0,80	6,70	5,60	4,00	0,48
EE-30/14	1,200	0,85	6,70	6,70	8,00	1,02
EE-42/15	1,810	1,57	9,70	8,70	17,60	2,84
EE-42/20	2,400	1,57	9,70	10,50	23,30	3,77
EE-55/21	3,540	2,50	12,00	11,60	42,50	8,85
EE-65/13	2,660	3,70	14,70	14,80	39,10	9,84

EE-65/26	5,320	3,70	14,70	14,80	78,20	19,68
EE-65/39	7,980	3,70	14,70	14,80	117,30	29,53

Fonte: BARBI, 2001.

- Número de espiras

A equação (9) é usada para o cálculo do número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (9)$$

- Entreferro

A indutância depende do número de espiras e da relutância total do circuito magnético.

$$L = \frac{N^2}{R_{total}} \quad (10)$$

$$R_{núcleo} = \frac{l_{núcleo}}{\mu_{núcleo} \cdot A_e} \quad (11)$$

$l_{núcleo}$ → comprimento do caminho magnético;

$\mu_{núcleo}$ → permeabilidade do núcleo.

$$R_{entreferro} = \frac{l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (12)$$

$l_{entreferro}$ = comprimento do entreferro;

μ_0 = permeabilidade do ar

Considerando a relutância do entreferro muito maior que a relutância do núcleo.

$$L = \frac{N^2}{R_{entreferro}} \quad (13)$$

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (14)$$

Obs. O fator 10^{-2} é para ajuste de unidades, tornando o comprimento do entreferro em cm.

O valor obtido pela equação (14) é referente ao comprimento total do entreferro, porém nos núcleos do tipo – E, onde o entreferro é normalmente é colocado

nas pernas laterais, em cada perna lateral deve existir um entreferro com metade do valor calculado. (FONT, 2012)

- Cálculo bitola dos condutores

Na utilização de condutores em altas frequências leva-se em conta o efeito pelicular (*skin effect*). A medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor distribui-se pela periferia (existe uma maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central). (FONT, 2012)

O valor da profundidade de penetração pode ser obtido por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (15)$$

Obs. O condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor 2Δ .

Então:

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad (16)$$

Comumente o diâmetro do condutor é superior ao limite fixado pelo efeito *skin*. Então, é necessário agregar condutores em paralelo para que se possa conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios condutores. (FONT, 2012)

O número de condutores pode ser calculado com a equação (17):

$$n_{condutores} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} \quad (17)$$

S_{skin} → área do condutor cujo o diâmetro máximo é limitado pelo valor 2Δ .

- Cálculo da elevação de temperatura

Para calcular as perdas no cobre foram utilizadas as equações (18) e (19):

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{condutores}} \quad (18)$$

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 \quad (19)$$

l_{espira} → comprimento médio de uma espira;

ρ_{fio} → resistividade do fio por cm;

P_{cobre} → perdas do cobre

- Perdas magnéticas

Para o cálculo das perdas magnéticas nos indutores foi usada a seguinte equação:

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot Vol_{núcleo} \quad (20)$$

Sendo:

K_h → coeficiente de perdas por histerese;

K_f → coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$Vol_{núcleo}$ → volume do núcleo

- Resistência Térmica do Núcleo

Para o cálculo da resistência térmica do núcleo dos indutores foi usada a seguinte equação:

$$Rt_{núcleo} = 23 \cdot (A_e + A_w)^{-0,37} \quad (21)$$

- Elevação de Temperatura

Para o cálculo da elevação de temperatura do núcleo dos indutores foi usada a seguinte equação:

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{núcleo}) \cdot Rt_{núcleo} \quad (22)$$

- Possibilidade de Execução

A última etapa do projeto físico foi verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w). Essa verificação é feita por meio das equações (23) e (24):

$$A_{wmin} = \frac{N \cdot n_{condutores} \cdot S_{fio}}{k_w} \quad (23)$$

$$Execução = \frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} < 1 \quad (24)$$

Obs. Se não for possível construir o enrolamento na janela disponível, pode-se ajustar os parâmetros B_{max} , J_{max} , e $n_{condutores}$ ou ainda escolher outro núcleo.

APÊNDICE E– 100 primeiras harmônicas para a simulação do assimétrico.

ASSIMÉTRICO 100kHz

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 2.2633E-03

HARMONIC	FREQUENCY	FOURIER	NORMALIZED	PHASE	NORMALIZED
NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	6.0000E+04	9.4471E-03	1.0000E+00	-1.6446E+02	0.0000E+00
2	1.2000E+05	3.5440E-03	3.7514E-01	-1.4886E+02	1.8007E+02
3	1.8000E+05	2.6303E-03	2.7842E-01	-1.6447E+02	3.2892E+02
4	2.4000E+05	1.8759E-03	1.9856E-01	-1.6619E+02	4.9166E+02
5	3.0000E+05	1.5158E-03	1.6045E-01	-1.6790E+02	6.5443E+02
6	3.6000E+05	1.2712E-03	1.3456E-01	-1.6625E+02	8.2054E+02
7	4.2000E+05	1.1027E-03	1.1673E-01	-1.7010E+02	9.8115E+02
8	4.8000E+05	9.2914E-04	9.8352E-02	-1.6579E+02	1.1499E+03
9	5.4000E+05	8.5742E-04	9.0760E-02	-1.6414E+02	1.3160E+03
10	6.0000E+05	7.4285E-04	7.8632E-02	-1.6415E+02	1.4805E+03
11	6.6000E+05	6.9952E-04	7.4046E-02	-1.6221E+02	1.6469E+03
12	7.2000E+05	5.9640E-04	6.3130E-02	-1.5758E+02	1.8160E+03
13	7.8000E+05	5.7770E-04	6.1150E-02	-1.5793E+02	1.9801E+03
14	8.4000E+05	5.1705E-04	5.4731E-02	-1.5611E+02	2.1464E+03
15	9.0000E+05	4.9170E-04	5.2047E-02	-1.5370E+02	2.3133E+03
16	9.6000E+05	4.6319E-04	4.9030E-02	-1.5071E+02	2.4807E+03
17	1.0200E+06	4.5423E-04	4.8081E-02	-1.5206E+02	2.6438E+03
18	1.0800E+06	4.3381E-04	4.5919E-02	-1.4750E+02	2.8129E+03
19	1.1400E+06	4.0407E-04	4.2771E-02	-1.5140E+02	2.9734E+03
20	1.2000E+06	3.8524E-04	4.0779E-02	-1.4405E+02	3.1452E+03
21	1.2600E+06	3.6029E-04	3.8138E-02	-1.4633E+02	3.3074E+03
22	1.3200E+06	3.3322E-04	3.5273E-02	-1.4282E+02	3.4754E+03
23	1.3800E+06	3.1411E-04	3.3250E-02	-1.3954E+02	3.6431E+03
24	1.4400E+06	2.9835E-04	3.1581E-02	-1.3532E+02	3.8118E+03
25	1.5000E+06	3.0952E-04	3.2764E-02	-1.3571E+02	3.9759E+03
26	1.5600E+06	2.8593E-04	3.0266E-02	-1.3340E+02	4.1427E+03
27	1.6200E+06	2.9918E-04	3.1669E-02	-1.3009E+02	4.3105E+03
28	1.6800E+06	2.8510E-04	3.0179E-02	-1.2721E+02	4.4778E+03
29	1.7400E+06	2.8370E-04	3.0030E-02	-1.3196E+02	4.6375E+03
30	1.8000E+06	3.0001E-04	3.1757E-02	-1.2060E+02	4.8133E+03
31	1.8600E+06	2.4681E-04	2.6125E-02	-1.2857E+02	4.9698E+03
32	1.9200E+06	2.8798E-04	3.0483E-02	-1.2001E+02	5.1429E+03
33	1.9800E+06	2.6290E-04	2.7829E-02	-1.2405E+02	5.3033E+03
34	2.0400E+06	2.3630E-04	2.5013E-02	-1.2326E+02	5.4685E+03
35	2.1000E+06	2.4316E-04	2.5740E-02	-1.1688E+02	5.6394E+03
36	2.1600E+06	2.4508E-04	2.5942E-02	-1.1842E+02	5.8023E+03
37	2.2200E+06	2.3594E-04	2.4975E-02	-1.1059E+02	5.9746E+03
38	2.2800E+06	2.4293E-04	2.5714E-02	-1.0379E+02	6.1459E+03
39	2.3400E+06	2.6218E-04	2.7752E-02	-1.0881E+02	6.3053E+03
40	2.4000E+06	2.9267E-04	3.0980E-02	-9.6147E+01	6.4824E+03
41	2.4600E+06	2.5411E-04	2.6898E-02	-1.1212E+02	6.6309E+03
42	2.5200E+06	2.8651E-04	3.0327E-02	-1.0479E+02	6.8027E+03
43	2.5800E+06	2.0618E-04	2.1825E-02	-1.0571E+02	6.9663E+03
44	2.6400E+06	2.6430E-04	2.7977E-02	-1.1395E+02	7.1225E+03
45	2.7000E+06	1.7629E-04	1.8661E-02	-1.1441E+02	7.2865E+03
46	2.7600E+06	2.2054E-04	2.3344E-02	-9.5295E+01	7.4701E+03
47	2.8200E+06	1.9414E-04	2.0550E-02	-9.9095E+01	7.6307E+03
48	2.8800E+06	2.8779E-04	3.0463E-02	-9.7367E+01	7.7969E+03
49	2.9400E+06	1.8433E-04	1.9511E-02	-1.0260E+02	7.9562E+03
50	3.0000E+06	1.8805E-04	1.9906E-02	-9.3913E+01	8.1293E+03

51	3.0600E+06	1.8805E-04	1.9906E-02	-8.6087E+01	8.3016E+03
52	3.1200E+06	1.8433E-04	1.9511E-02	-7.7397E+01	8.4748E+03
53	3.1800E+06	2.8779E-04	3.0463E-02	-8.2633E+01	8.6340E+03
54	3.2400E+06	1.9414E-04	2.0550E-02	-8.0905E+01	8.8002E+03
55	3.3000E+06	2.2054E-04	2.3344E-02	-8.4706E+01	8.9608E+03
56	3.3600E+06	1.7629E-04	1.8661E-02	-6.5593E+01	9.1444E+03
57	3.4200E+06	2.6430E-04	2.7977E-02	-6.6055E+01	9.3084E+03
58	3.4800E+06	2.0618E-04	2.1825E-02	-7.4291E+01	9.4647E+03
59	3.5400E+06	2.8651E-04	3.0327E-02	-7.5211E+01	9.6282E+03
60	3.6000E+06	2.5411E-04	2.6898E-02	-6.7881E+01	9.8000E+03
61	3.6600E+06	2.9267E-04	3.0980E-02	-8.3853E+01	9.9485E+03
62	3.7200E+06	2.6218E-04	2.7752E-02	-7.1194E+01	1.0126E+04
63	3.7800E+06	2.4293E-04	2.5714E-02	-7.6206E+01	1.0285E+04
64	3.8400E+06	2.3594E-04	2.4975E-02	-6.9406E+01	1.0456E+04
65	3.9000E+06	2.4508E-04	2.5942E-02	-6.1583E+01	1.0629E+04
66	3.9600E+06	2.4316E-04	2.5740E-02	-6.3121E+01	1.0792E+04
67	4.0200E+06	2.3630E-04	2.5013E-02	-5.6741E+01	1.0962E+04
68	4.0800E+06	2.6290E-04	2.7829E-02	-5.5946E+01	1.1128E+04
69	4.1400E+06	2.8798E-04	3.0483E-02	-5.9995E+01	1.1288E+04
70	4.2000E+06	2.4681E-04	2.6125E-02	-5.1434E+01	1.1461E+04
71	4.2600E+06	3.0001E-04	3.1757E-02	-5.9399E+01	1.1618E+04
72	4.3200E+06	2.8370E-04	3.0030E-02	-4.8044E+01	1.1793E+04
73	4.3800E+06	2.8510E-04	3.0179E-02	-5.2793E+01	1.1953E+04
74	4.4400E+06	2.9918E-04	3.1669E-02	-4.9909E+01	1.2120E+04
75	4.5000E+06	2.8593E-04	3.0266E-02	-4.6597E+01	1.2288E+04
76	4.5600E+06	3.0952E-04	3.2764E-02	-4.4289E+01	1.2455E+04
77	4.6200E+06	2.9835E-04	3.1581E-02	-4.4679E+01	1.2619E+04
78	4.6800E+06	3.1411E-04	3.3250E-02	-4.0462E+01	1.2788E+04
79	4.7400E+06	3.3322E-04	3.5273E-02	-3.7180E+01	1.2956E+04
80	4.8000E+06	3.6029E-04	3.8138E-02	-3.3667E+01	1.3124E+04
81	4.8600E+06	3.8524E-04	4.0779E-02	-3.5948E+01	1.3286E+04
82	4.9200E+06	4.0407E-04	4.2771E-02	-2.8597E+01	1.3458E+04
83	4.9800E+06	4.3381E-04	4.5919E-02	-3.2502E+01	1.3618E+04
84	5.0400E+06	4.5423E-04	4.8081E-02	-2.7943E+01	1.3787E+04
85	5.1000E+06	4.6319E-04	4.9030E-02	-2.9286E+01	1.3950E+04
86	5.1600E+06	4.9170E-04	5.2047E-02	-2.6296E+01	1.4118E+04
87	5.2200E+06	5.1705E-04	5.4731E-02	-2.3893E+01	1.4285E+04
88	5.2800E+06	5.7770E-04	6.1150E-02	-2.2072E+01	1.4451E+04
89	5.3400E+06	5.9640E-04	6.3130E-02	-2.2420E+01	1.4615E+04
90	5.4000E+06	6.9952E-04	7.4046E-02	-1.7788E+01	1.4784E+04
91	5.4600E+06	7.4285E-04	7.8632E-02	-1.5851E+01	1.4950E+04
92	5.5200E+06	8.5742E-04	9.0760E-02	-1.5864E+01	1.5115E+04
93	5.5800E+06	9.2914E-04	9.8352E-02	-1.4207E+01	1.5281E+04
94	5.6400E+06	1.1027E-03	1.1673E-01	-9.8996E+00	1.5450E+04
95	5.7000E+06	1.2712E-03	1.3456E-01	-1.3748E+01	1.5610E+04
96	5.7600E+06	1.5158E-03	1.6045E-01	-1.2103E+01	1.5777E+04
97	5.8200E+06	1.8759E-03	1.9856E-01	-1.3806E+01	1.5939E+04
98	5.8800E+06	2.6303E-03	2.7842E-01	-1.5530E+01	1.6102E+04
99	5.9400E+06	3.5440E-03	3.7514E-01	-3.1138E+01	1.6251E+04
100	6.0000E+06	9.4471E-03	1.0000E+00	-1.5535E+01	1.6431E+04

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.3359E+02 PERCENT

APÊNDICE F – 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 60\text{kHz}$.

60kHz

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 3.3805E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.0000E+04	2.4801E-03	1.0000E+00	-1.0534E+02	0.0000E+00
2	1.2000E+05	2.7420E-04	1.1056E-01	-1.1235E+02	9.8335E+01
3	1.8000E+05	9.3131E-05	3.7551E-02	-1.0791E+02	2.0812E+02
4	2.4000E+05	8.4872E-05	3.4220E-02	-1.3604E+02	2.8534E+02
5	3.0000E+05	6.8349E-05	2.7559E-02	-1.5049E+02	3.7624E+02
6	3.6000E+05	6.0781E-05	2.4507E-02	-1.4998E+02	4.8208E+02
7	4.2000E+05	5.1444E-05	2.0742E-02	-1.5045E+02	5.8696E+02
8	4.8000E+05	4.6197E-05	1.8627E-02	-1.4740E+02	6.9536E+02
9	5.4000E+05	4.5522E-05	1.8355E-02	-1.6429E+02	7.8381E+02
10	6.0000E+05	2.8697E-05	1.1571E-02	-1.3218E+02	9.2126E+02
11	6.6000E+05	2.4849E-05	1.0019E-02	-1.0155E+02	1.0572E+03
12	7.2000E+05	2.1148E-05	8.5269E-03	-1.4221E+02	1.1219E+03
13	7.8000E+05	3.7627E-05	1.5171E-02	-1.5536E+02	1.2141E+03
14	8.4000E+05	2.9114E-05	1.1739E-02	-1.5229E+02	1.3225E+03
15	9.0000E+05	1.7072E-05	6.8836E-03	-1.2866E+02	1.4515E+03
16	9.6000E+05	2.5282E-05	1.0194E-02	-1.5829E+02	1.5272E+03
17	1.0200E+06	1.7681E-05	7.1291E-03	-1.6927E+02	1.6216E+03
18	1.0800E+06	1.3127E-05	5.2929E-03	-1.2274E+02	1.7735E+03
19	1.1400E+06	1.3207E-05	5.3249E-03	-1.7042E+02	1.8311E+03
20	1.2000E+06	6.2814E-06	2.5327E-03	-1.7483E+02	1.9321E+03
21	1.2600E+06	6.1146E-06	2.4654E-03	-1.0548E+02	2.1068E+03
22	1.3200E+06	1.2094E-05	4.8763E-03	-1.1391E+02	2.2037E+03
23	1.3800E+06	2.1884E-05	8.8238E-03	-1.0706E+02	2.3159E+03
24	1.4400E+06	1.4328E-05	5.7770E-03	-1.1051E+02	2.4178E+03
25	1.5000E+06	3.2587E-06	1.3139E-03	-6.2720E+01	2.5709E+03
26	1.5600E+06	8.5550E-06	3.4494E-03	-1.4074E+02	2.5982E+03
27	1.6200E+06	1.6320E-05	6.5802E-03	-1.3103E+02	2.7133E+03
28	1.6800E+06	9.8286E-06	3.9629E-03	-1.4319E+02	2.8064E+03
29	1.7400E+06	1.0968E-05	4.4223E-03	-1.4708E+02	2.9079E+03
30	1.8000E+06	1.6075E-05	6.4816E-03	-1.3662E+02	3.0237E+03
31	1.8600E+06	7.3560E-06	2.9659E-03	-1.4240E+02	3.1233E+03
32	1.9200E+06	9.9092E-06	3.9954E-03	-2.4730E+01	3.3463E+03
33	1.9800E+06	1.0354E-05	4.1746E-03	-6.3289E+01	3.4131E+03
34	2.0400E+06	3.0665E-06	1.2364E-03	1.6603E+02	3.7477E+03
35	2.1000E+06	9.3820E-06	3.7828E-03	1.3364E+02	3.8207E+03
36	2.1600E+06	1.2168E-05	4.9060E-03	-1.5212E+02	3.6403E+03
37	2.2200E+06	1.2390E-05	4.9955E-03	-9.4988E+01	3.8028E+03
38	2.2800E+06	9.5294E-06	3.8423E-03	-8.2851E+01	3.9202E+03
39	2.3400E+06	1.1182E-05	4.5085E-03	-1.5520E+02	3.9532E+03
40	2.4000E+06	6.8185E-06	2.7493E-03	-6.3880E+01	4.1499E+03
41	2.4600E+06	1.3578E-05	5.4748E-03	-3.6673E+01	4.2824E+03
42	2.5200E+06	2.0328E-05	8.1965E-03	7.9012E+01	4.5035E+03
43	2.5800E+06	1.4130E-05	5.6973E-03	4.6453E+01	4.5763E+03
44	2.6400E+06	3.2200E-05	1.2983E-02	-1.0612E+02	4.5290E+03
45	2.7000E+06	2.4192E-05	9.7543E-03	-1.5695E+02	4.5835E+03
46	2.7600E+06	5.7664E-06	2.3250E-03	-1.7400E+01	4.8284E+03
47	2.8200E+06	1.1143E-05	4.4931E-03	1.0205E+01	4.9614E+03
48	2.8800E+06	9.2365E-06	3.7242E-03	-1.2065E+02	4.9359E+03
49	2.9400E+06	2.6757E-05	1.0788E-02	-1.1844E+02	5.0434E+03
50	3.0000E+06	2.4597E-05	9.9175E-03	-7.7972E+01	5.1892E+03

51	3.0600E+06	2.4597E-05	9.9175E-03	-1.0203E+02	5.2705E+03
52	3.1200E+06	2.6757E-05	1.0788E-02	-6.1562E+01	5.4163E+03
53	3.1800E+06	9.2365E-06	3.7242E-03	-5.9352E+01	5.5239E+03
54	3.2400E+06	1.1143E-05	4.4931E-03	1.6980E+02	5.8584E+03
55	3.3000E+06	5.7664E-06	2.3250E-03	-1.6260E+02	5.6313E+03
56	3.3600E+06	2.4192E-05	9.7543E-03	-2.3054E+01	5.8762E+03
57	3.4200E+06	3.2200E-05	1.2983E-02	-7.3882E+01	5.9307E+03
58	3.4800E+06	1.4130E-05	5.6973E-03	1.3355E+02	6.2435E+03
59	3.5400E+06	2.0328E-05	8.1965E-03	1.0099E+02	6.3163E+03
60	3.6000E+06	1.3578E-05	5.4748E-03	-1.4333E+02	6.1773E+03
61	3.6600E+06	6.8185E-06	2.7493E-03	-1.1612E+02	6.3099E+03
62	3.7200E+06	1.1182E-05	4.5085E-03	-2.4796E+01	6.5066E+03
63	3.7800E+06	9.5294E-06	3.8423E-03	-9.7149E+01	6.5395E+03
64	3.8400E+06	1.2390E-05	4.9955E-03	-8.5012E+01	6.6570E+03
65	3.9000E+06	1.2168E-05	4.9060E-03	-2.7878E+01	6.8195E+03
66	3.9600E+06	9.3820E-06	3.7828E-03	4.6364E+01	6.9991E+03
67	4.0200E+06	3.0665E-06	1.2364E-03	1.3973E+01	7.0720E+03
68	4.0800E+06	1.0354E-05	4.1746E-03	-1.1671E+02	7.0467E+03
69	4.1400E+06	9.9092E-06	3.9954E-03	-1.5527E+02	7.1135E+03
70	4.2000E+06	7.3560E-06	2.9659E-03	-3.7597E+01	7.3365E+03
71	4.2600E+06	1.6075E-05	6.4816E-03	-4.3383E+01	7.4361E+03
72	4.3200E+06	1.0968E-05	4.4223E-03	-3.2922E+01	7.5519E+03
73	4.3800E+06	9.8286E-06	3.9629E-03	-3.6806E+01	7.6533E+03
74	4.4400E+06	1.6320E-05	6.5802E-03	-4.8969E+01	7.7465E+03
75	4.5000E+06	8.5550E-06	3.4494E-03	-3.9255E+01	7.8616E+03
76	4.5600E+06	3.2587E-06	1.3139E-03	-1.1728E+02	7.8889E+03
77	4.6200E+06	1.4328E-05	5.7770E-03	-6.9491E+01	8.0420E+03
78	4.6800E+06	2.1884E-05	8.8238E-03	-7.2937E+01	8.1439E+03
79	4.7400E+06	1.2094E-05	4.8763E-03	-6.6087E+01	8.2561E+03
80	4.8000E+06	6.1146E-06	2.4654E-03	-7.4523E+01	8.3530E+03
81	4.8600E+06	6.2814E-06	2.5327E-03	-5.1749E+00	8.5277E+03
82	4.9200E+06	1.3207E-05	5.3249E-03	-9.5780E+00	8.6287E+03
83	4.9800E+06	1.3127E-05	5.2929E-03	-5.7258E+01	8.6863E+03
84	5.0400E+06	1.7681E-05	7.1291E-03	-1.0726E+01	8.8382E+03
85	5.1000E+06	2.5282E-05	1.0194E-02	-2.1712E+01	8.9326E+03
86	5.1600E+06	1.7072E-05	6.8836E-03	-5.1336E+01	9.0083E+03
87	5.2200E+06	2.9114E-05	1.1739E-02	-2.7707E+01	9.1372E+03
88	5.2800E+06	3.7627E-05	1.5171E-02	-2.4645E+01	9.2457E+03
89	5.3400E+06	2.1148E-05	8.5269E-03	-3.7787E+01	9.3379E+03
90	5.4000E+06	2.4849E-05	1.0019E-02	-7.8449E+01	9.4025E+03
91	5.4600E+06	2.8697E-05	1.1571E-02	-4.7820E+01	9.5385E+03
92	5.5200E+06	4.5522E-05	1.8355E-02	-1.5715E+01	9.6760E+03
93	5.5800E+06	4.6197E-05	1.8627E-02	-3.2601E+01	9.7644E+03
94	5.6400E+06	5.1444E-05	2.0742E-02	-2.9553E+01	9.8728E+03
95	5.7000E+06	6.0781E-05	2.4507E-02	-3.0017E+01	9.9777E+03
96	5.7600E+06	6.8349E-05	2.7559E-02	-2.9514E+01	1.0084E+04
97	5.8200E+06	8.4872E-05	3.4220E-02	-4.3960E+01	1.0174E+04
98	5.8800E+06	9.3131E-05	3.7551E-02	-7.2091E+01	1.0252E+04
99	5.9400E+06	2.7420E-04	1.1056E-01	-6.7646E+01	1.0361E+04
100	6.0000E+06	2.4801E-03	1.0000E+00	-7.4656E+01	1.0460E+04

APÊNDICE G– 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 80\text{kHz}$.

80kHz

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

DC COMPONENT = 2.0008E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	8.0000E+04	1.2013E-03	1.0000E+00	-5.2431E+01	0.0000E+00
2	1.6000E+05	4.0730E-04	3.3904E-01	-9.6705E+00	9.5192E+01
3	2.4000E+05	3.0492E-04	2.5382E-01	6.1441E-01	1.5791E+02
4	3.2000E+05	2.2166E-04	1.8451E-01	1.6231E+00	2.1135E+02
5	4.0000E+05	1.7819E-04	1.4833E-01	1.3666E+00	2.6352E+02
6	4.8000E+05	1.5718E-04	1.3084E-01	5.9256E+00	3.2051E+02
7	5.6000E+05	1.3135E-04	1.0934E-01	1.0071E+01	3.7709E+02
8	6.4000E+05	1.0930E-04	9.0978E-02	1.1028E+01	4.3048E+02
9	7.2000E+05	1.0075E-04	8.3861E-02	1.6453E+01	4.8833E+02
10	8.0000E+05	8.9486E-05	7.4489E-02	1.5090E+01	5.3940E+02
11	8.8000E+05	8.5851E-05	7.1463E-02	1.6839E+01	5.9358E+02
12	9.6000E+05	6.9424E-05	5.7789E-02	2.0653E+01	6.4983E+02
13	1.0400E+06	6.5916E-05	5.4869E-02	1.8075E+01	6.9968E+02
14	1.1200E+06	6.5476E-05	5.4503E-02	2.1156E+01	7.5519E+02
15	1.2000E+06	6.1911E-05	5.1535E-02	2.2339E+01	8.0881E+02
16	1.2800E+06	5.7014E-05	4.7458E-02	2.2162E+01	8.6106E+02
17	1.3600E+06	5.4416E-05	4.5296E-02	2.1121E+01	9.1245E+02
18	1.4400E+06	5.7763E-05	4.8083E-02	2.0979E+01	9.6474E+02
19	1.5200E+06	6.1977E-05	5.1590E-02	4.1858E+01	1.0381E+03
20	1.6000E+06	4.6987E-05	3.9112E-02	4.1658E+01	1.0903E+03
21	1.6800E+06	4.7810E-05	3.9797E-02	2.9548E+01	1.1306E+03
22	1.7600E+06	3.7719E-05	3.1398E-02	3.6002E+01	1.1895E+03
23	1.8400E+06	4.2493E-05	3.5371E-02	3.3077E+01	1.2390E+03
24	1.9200E+06	4.9238E-05	4.0986E-02	3.7480E+01	1.2958E+03
25	2.0000E+06	4.7841E-05	3.9823E-02	4.7226E+01	1.3580E+03
26	2.0800E+06	4.0549E-05	3.3753E-02	5.8209E+01	1.4214E+03
27	2.1600E+06	3.3632E-05	2.7995E-02	5.1637E+01	1.4673E+03
28	2.2400E+06	3.6486E-05	3.0371E-02	3.9091E+01	1.5072E+03
29	2.3200E+06	3.6818E-05	3.0647E-02	5.6283E+01	1.5768E+03
30	2.4000E+06	3.7235E-05	3.0995E-02	6.0476E+01	1.6334E+03
31	2.4800E+06	3.3518E-05	2.7901E-02	6.2824E+01	1.6882E+03
32	2.5600E+06	2.1876E-05	1.8210E-02	4.7910E+01	1.7257E+03
33	2.6400E+06	3.0919E-05	2.5737E-02	4.7258E+01	1.7775E+03
34	2.7200E+06	3.3930E-05	2.8243E-02	5.4724E+01	1.8374E+03
35	2.8000E+06	3.3405E-05	2.7807E-02	5.8566E+01	1.8937E+03
36	2.8800E+06	3.4867E-05	2.9023E-02	6.4459E+01	1.9520E+03
37	2.9600E+06	2.9975E-05	2.4951E-02	7.1998E+01	2.0120E+03
38	3.0400E+06	2.4321E-05	2.0245E-02	6.7484E+01	2.0599E+03
39	3.1200E+06	2.8117E-05	2.3405E-02	3.6975E+01	2.0818E+03
40	3.2000E+06	3.4587E-05	2.8791E-02	5.9953E+01	2.1572E+03
41	3.2800E+06	2.6301E-05	2.1893E-02	7.9280E+01	2.2290E+03
42	3.3600E+06	3.6518E-05	3.0398E-02	4.9075E+01	2.2512E+03
43	3.4400E+06	4.6179E-05	3.8439E-02	6.5024E+01	2.3196E+03
44	3.5200E+06	4.2743E-05	3.5579E-02	8.7674E+01	2.3946E+03
45	3.6000E+06	3.3570E-05	2.7944E-02	9.5725E+01	2.4551E+03
46	3.6800E+06	2.8912E-05	2.4067E-02	8.3466E+01	2.4953E+03
47	3.7600E+06	2.9153E-05	2.4267E-02	8.3576E+01	2.5478E+03
48	3.8400E+06	2.8513E-05	2.3735E-02	8.6516E+01	2.6032E+03
49	3.9200E+06	3.2078E-05	2.6702E-02	9.7283E+01	2.6664E+03
50	4.0000E+06	2.5457E-05	2.1190E-02	9.0000E+01	2.7116E+03

51	4.0800E+06	3.2078E-05	2.6702E-02	8.2717E+01	2.7567E+03
52	4.1600E+06	2.8513E-05	2.3735E-02	9.3484E+01	2.8199E+03
53	4.2400E+06	2.9153E-05	2.4267E-02	9.6424E+01	2.8753E+03
54	4.3200E+06	2.8912E-05	2.4067E-02	9.6534E+01	2.9278E+03
55	4.4000E+06	3.3570E-05	2.7944E-02	8.4275E+01	2.9680E+03
56	4.4800E+06	4.2743E-05	3.5579E-02	9.2326E+01	3.0285E+03
57	4.5600E+06	4.6179E-05	3.8439E-02	1.1498E+02	3.1036E+03
58	4.6400E+06	3.6518E-05	3.0398E-02	1.3092E+02	3.1719E+03
59	4.7200E+06	2.6301E-05	2.1893E-02	1.0072E+02	3.1942E+03
60	4.8000E+06	3.4587E-05	2.8791E-02	1.2005E+02	3.2659E+03
61	4.8800E+06	2.8117E-05	2.3405E-02	1.4302E+02	3.3413E+03
62	4.9600E+06	2.4321E-05	2.0245E-02	1.1252E+02	3.3633E+03
63	5.0400E+06	2.9975E-05	2.4951E-02	1.0800E+02	3.4112E+03
64	5.1200E+06	3.4867E-05	2.9023E-02	1.1554E+02	3.4711E+03
65	5.2000E+06	3.3405E-05	2.7807E-02	1.2143E+02	3.5295E+03
66	5.2800E+06	3.3930E-05	2.8243E-02	1.2528E+02	3.5857E+03
67	5.3600E+06	3.0919E-05	2.5737E-02	1.3274E+02	3.6456E+03
68	5.4400E+06	2.1876E-05	1.8210E-02	1.3209E+02	3.6974E+03
69	5.5200E+06	3.3518E-05	2.7901E-02	1.1718E+02	3.7349E+03
70	5.6000E+06	3.7235E-05	3.0995E-02	1.1952E+02	3.7897E+03
71	5.6800E+06	3.6818E-05	3.0647E-02	1.2372E+02	3.8463E+03
72	5.7600E+06	3.6486E-05	3.0371E-02	1.4091E+02	3.9160E+03
73	5.8400E+06	3.3632E-05	2.7995E-02	1.2836E+02	3.9558E+03
74	5.9200E+06	4.0549E-05	3.3753E-02	1.2179E+02	4.0017E+03
75	6.0000E+06	4.7841E-05	3.9823E-02	1.3277E+02	4.0651E+03
76	6.0800E+06	4.9238E-05	4.0986E-02	1.4252E+02	4.1273E+03
77	6.1600E+06	4.2493E-05	3.5371E-02	1.4692E+02	4.1841E+03
78	6.2400E+06	3.7719E-05	3.1398E-02	1.4400E+02	4.2336E+03
79	6.3200E+06	4.7810E-05	3.9797E-02	1.5045E+02	4.2925E+03
80	6.4000E+06	4.6987E-05	3.9112E-02	1.3834E+02	4.3328E+03
81	6.4800E+06	6.1977E-05	5.1590E-02	1.3814E+02	4.3851E+03
82	6.5600E+06	5.7763E-05	4.8083E-02	1.5902E+02	4.4584E+03
83	6.6400E+06	5.4416E-05	4.5296E-02	1.5888E+02	4.5107E+03
84	6.7200E+06	5.7014E-05	4.7458E-02	1.5784E+02	4.5621E+03
85	6.8000E+06	6.1911E-05	5.1535E-02	1.5766E+02	4.6143E+03
86	6.8800E+06	6.5476E-05	5.4503E-02	1.5884E+02	4.6679E+03
87	6.9600E+06	6.5916E-05	5.4869E-02	1.6193E+02	4.7234E+03
88	7.0400E+06	6.9424E-05	5.7789E-02	1.5935E+02	4.7733E+03
89	7.1200E+06	8.5851E-05	7.1463E-02	1.6316E+02	4.8295E+03
90	7.2000E+06	8.9486E-05	7.4489E-02	1.6491E+02	4.8837E+03
91	7.2800E+06	1.0075E-04	8.3861E-02	1.6355E+02	4.9348E+03
92	7.3600E+06	1.0930E-04	9.0978E-02	1.6897E+02	4.9926E+03
93	7.4400E+06	1.3135E-04	1.0934E-01	1.6993E+02	5.0460E+03
94	7.5200E+06	1.5718E-04	1.3084E-01	1.7407E+02	5.1026E+03
95	7.6000E+06	1.7819E-04	1.4833E-01	1.7863E+02	5.1596E+03
96	7.6800E+06	2.2166E-04	1.8451E-01	1.7838E+02	5.2118E+03
97	7.7600E+06	3.0492E-04	2.5382E-01	1.7939E+02	5.2652E+03
98	7.8400E+06	4.0730E-04	3.3904E-01	-1.7033E+02	4.9679E+03
99	7.9200E+06	1.2013E-03	1.0000E+00	-1.2757E+02	5.0631E+03
100	8.0000E+06	4.0016E-02	3.3310E+01	9.0000E+01	5.3331E+03

APÊNDICE H – 100 primeiras harmônicas para a simulação com a $f_c = 100\text{kHz}$.

100kHz

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_V5)

|DC COMPONENT = 7.7106E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.0000E+05	1.2441E-03	1.0000E+00	-1.5565E+02	0.0000E+00
2	2.0000E+05	5.0570E-04	4.0648E-01	1.7966E+02	4.9096E+02
3	3.0000E+05	3.1892E-04	2.5635E-01	1.7857E+02	6.4552E+02
4	4.0000E+05	2.3647E-04	1.9007E-01	-1.7689E+02	4.4571E+02
5	5.0000E+05	2.0439E-04	1.6429E-01	-1.7172E+02	6.0653E+02
6	6.0000E+05	1.6279E-04	1.3085E-01	-1.7396E+02	7.5994E+02
7	7.0000E+05	1.4033E-04	1.1280E-01	-1.6771E+02	9.2183E+02
8	8.0000E+05	1.2379E-04	9.9503E-02	-1.6762E+02	1.0776E+03
9	9.0000E+05	1.1372E-04	9.1407E-02	-1.6551E+02	1.2353E+03
10	1.0000E+06	9.4932E-05	7.6306E-02	-1.6326E+02	1.3932E+03
11	1.1000E+06	9.5209E-05	7.6529E-02	-1.5933E+02	1.5528E+03
12	1.2000E+06	8.1190E-05	6.5260E-02	-1.6061E+02	1.7072E+03
13	1.3000E+06	7.8396E-05	6.3014E-02	-1.5632E+02	1.8671E+03
14	1.4000E+06	6.9911E-05	5.6194E-02	-1.5499E+02	2.0241E+03
15	1.5000E+06	6.9657E-05	5.5990E-02	-1.5329E+02	2.1814E+03
16	1.6000E+06	6.1705E-05	4.9598E-02	-1.5263E+02	2.3378E+03
17	1.7000E+06	6.0400E-05	4.8549E-02	-1.5011E+02	2.4959E+03
18	1.8000E+06	5.6361E-05	4.5302E-02	-1.4779E+02	2.6539E+03
19	1.9000E+06	5.6536E-05	4.5444E-02	-1.4828E+02	2.8090E+03
20	2.0000E+06	4.9812E-05	4.0038E-02	-1.4661E+02	2.9664E+03
21	2.1000E+06	5.1715E-05	4.1568E-02	-1.4135E+02	3.1273E+03
22	2.2000E+06	4.9988E-05	4.0180E-02	-1.4473E+02	3.2795E+03
23	2.3000E+06	4.5505E-05	3.6577E-02	-1.4004E+02	3.4399E+03
24	2.4000E+06	4.5999E-05	3.6973E-02	-1.3648E+02	3.5991E+03
25	2.5000E+06	4.6551E-05	3.7418E-02	-1.3646E+02	3.7548E+03
26	2.6000E+06	4.0785E-05	3.2783E-02	-1.3626E+02	3.9106E+03
27	2.7000E+06	4.3156E-05	3.4689E-02	-1.2706E+02	4.0755E+03
28	2.8000E+06	4.0192E-05	3.2306E-02	-1.3113E+02	4.2270E+03
29	2.9000E+06	4.0111E-05	3.2241E-02	-1.2294E+02	4.3909E+03
30	3.0000E+06	3.6070E-05	2.8993E-02	-1.3135E+02	4.5381E+03
31	3.1000E+06	3.2349E-05	2.6002E-02	-1.1472E+02	4.7104E+03
32	3.2000E+06	5.2335E-05	4.2066E-02	-1.0721E+02	4.8736E+03
33	3.3000E+06	4.6007E-05	3.6980E-02	-1.3957E+02	4.9968E+03
34	3.4000E+06	3.6976E-05	2.9721E-02	-1.2430E+02	5.1678E+03
35	3.5000E+06	2.2999E-05	1.8487E-02	-1.3166E+02	5.3161E+03
36	3.6000E+06	3.3618E-05	2.7022E-02	-9.0762E+01	5.5126E+03
37	3.7000E+06	4.3998E-05	3.5365E-02	-1.1070E+02	5.6483E+03
38	3.8000E+06	2.4301E-05	1.9533E-02	-1.1769E+02	5.7970E+03
39	3.9000E+06	3.2637E-05	2.6233E-02	-9.4464E+01	5.9758E+03
40	4.0000E+06	3.2897E-05	2.6443E-02	-1.0792E+02	6.1180E+03
41	4.1000E+06	2.9808E-05	2.3959E-02	-1.0937E+02	6.2722E+03
42	4.2000E+06	2.6868E-05	2.1597E-02	-9.6805E+01	6.4404E+03
43	4.3000E+06	3.4762E-05	2.7941E-02	-1.0283E+02	6.5901E+03
44	4.4000E+06	2.6663E-05	2.1432E-02	-1.0533E+02	6.7432E+03
45	4.5000E+06	3.1249E-05	2.5118E-02	-9.6827E+01	6.9074E+03
46	4.6000E+06	2.9874E-05	2.4012E-02	-9.8222E+01	7.0616E+03
47	4.7000E+06	3.1707E-05	2.5486E-02	-9.8096E+01	7.2174E+03
48	4.8000E+06	2.8497E-05	2.2906E-02	-9.2976E+01	7.3782E+03
49	4.9000E+06	3.2769E-05	2.6339E-02	-9.2384E+01	7.5344E+03
50	5.0000E+06	2.8739E-05	2.3100E-02	-9.0000E+01	7.6924E+03

51	5.1000E+06	3.2769E-05	2.6339E-02	-8.7616E+01	7.8505E+03
52	5.2000E+06	2.8497E-05	2.2906E-02	-8.7025E+01	8.0067E+03
53	5.3000E+06	3.1707E-05	2.5486E-02	-8.1904E+01	8.1675E+03
54	5.4000E+06	2.9874E-05	2.4012E-02	-8.1778E+01	8.3233E+03
55	5.5000E+06	3.1249E-05	2.5118E-02	-8.3173E+01	8.4775E+03
56	5.6000E+06	2.6663E-05	2.1432E-02	-7.4669E+01	8.6417E+03
57	5.7000E+06	3.4762E-05	2.7941E-02	-7.7166E+01	8.7948E+03
58	5.8000E+06	2.6868E-05	2.1597E-02	-8.3195E+01	8.9444E+03
59	5.9000E+06	2.9808E-05	2.3959E-02	-7.0629E+01	9.1127E+03
60	6.0000E+06	3.2897E-05	2.6443E-02	-7.2079E+01	9.2669E+03
61	6.1000E+06	3.2637E-05	2.6233E-02	-8.5536E+01	9.4090E+03
62	6.2000E+06	2.4301E-05	1.9533E-02	-6.2306E+01	9.5879E+03
63	6.3000E+06	4.3998E-05	3.5365E-02	-6.9298E+01	9.7366E+03
64	6.4000E+06	3.3618E-05	2.7022E-02	-8.9238E+01	9.8723E+03
65	6.5000E+06	2.2999E-05	1.8487E-02	-4.8344E+01	1.0069E+04
66	6.6000E+06	3.6976E-05	2.9721E-02	-5.5697E+01	1.0217E+04
67	6.7000E+06	4.6007E-05	3.6980E-02	-4.0426E+01	1.0388E+04
68	6.8000E+06	5.2335E-05	4.2066E-02	-7.2792E+01	1.0511E+04
69	6.9000E+06	3.2349E-05	2.6002E-02	-6.5283E+01	1.0674E+04
70	7.0000E+06	3.6070E-05	2.8993E-02	-4.8648E+01	1.0847E+04
71	7.1000E+06	4.0111E-05	3.2241E-02	-5.7064E+01	1.0994E+04
72	7.2000E+06	4.0192E-05	3.2306E-02	-4.8872E+01	1.1158E+04
73	7.3000E+06	4.3156E-05	3.4689E-02	-5.2943E+01	1.1309E+04
74	7.4000E+06	4.0785E-05	3.2783E-02	-4.3739E+01	1.1474E+04
75	7.5000E+06	4.6551E-05	3.7418E-02	-4.3539E+01	1.1630E+04
76	7.6000E+06	4.5999E-05	3.6973E-02	-4.3522E+01	1.1786E+04
77	7.7000E+06	4.5505E-05	3.6577E-02	-3.9962E+01	1.1945E+04
78	7.8000E+06	4.9988E-05	4.0180E-02	-3.5265E+01	1.2105E+04
79	7.9000E+06	5.1715E-05	4.1568E-02	-3.8650E+01	1.2258E+04
80	8.0000E+06	4.9812E-05	4.0038E-02	-3.3386E+01	1.2419E+04
81	8.1000E+06	5.6536E-05	4.5444E-02	-3.1716E+01	1.2576E+04
82	8.2000E+06	5.6361E-05	4.5302E-02	-3.2215E+01	1.2731E+04
83	8.3000E+06	6.0400E-05	4.8549E-02	-2.9886E+01	1.2889E+04
84	8.4000E+06	6.1705E-05	4.9598E-02	-2.7370E+01	1.3047E+04
85	8.5000E+06	6.9657E-05	5.5990E-02	-2.6708E+01	1.3203E+04
86	8.6000E+06	6.9911E-05	5.6194E-02	-2.5011E+01	1.3361E+04
87	8.7000E+06	7.8396E-05	6.3014E-02	-2.3676E+01	1.3518E+04
88	8.8000E+06	8.1190E-05	6.5260E-02	-1.9390E+01	1.3678E+04
89	8.9000E+06	9.5209E-05	7.6529E-02	-2.0669E+01	1.3832E+04
90	9.0000E+06	9.4932E-05	7.6306E-02	-1.6744E+01	1.3992E+04
91	9.1000E+06	1.1372E-04	9.1407E-02	-1.4494E+01	1.4150E+04
92	9.2000E+06	1.2379E-04	9.9503E-02	-1.2379E+01	1.4307E+04
93	9.3000E+06	1.4033E-04	1.1280E-01	-1.2288E+01	1.4463E+04
94	9.4000E+06	1.6279E-04	1.3085E-01	-6.0422E+00	1.4625E+04
95	9.5000E+06	2.0439E-04	1.6429E-01	-8.2823E+00	1.4778E+04
96	9.6000E+06	2.3647E-04	1.9007E-01	-3.1109E+00	1.4939E+04
97	9.7000E+06	3.1892E-04	2.5635E-01	1.4273E+00	1.5099E+04
98	9.8000E+06	5.0570E-04	4.0648E-01	3.4258E-01	1.5254E+04
99	9.9000E+06	1.2441E-03	1.0000E+00	-2.4351E+01	1.5385E+04
100	1.0000E+07	1.5421E-02	1.2395E+01	9.0000E+01	1.5655E+04