

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Pedro Henrique Corrêa Lopes**

**Metodologia de Análise de Perdas do Conversor Flyback utilizando Método  
de Elementos Finitos e Modelos Empíricos**

Juiz de Fora  
2023

**Pedro Henrique Corrêa Lopes**

**Metodologia de Análise de Perdas do Conversor Flyback utilizando Método de Elementos Finitos e Modelos Empíricos**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Pedro Santos Almeida

Juiz de Fora

2023

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Lopes, Pedro Henrique Corrêa .

Metodologia de Análise de Perdas do Conversor Flyback utilizando Método de Elementos Finitos e Modelos Empíricos / Pedro Henrique Corrêa Lopes. – 2023.  
153 f. : il.

Orientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.

1. Eficiência Energética. 2. Conversores. 3. FEA (Análise de Elementos Finitos). 4. DPT. 5. SMC (Simulação de Monte Carlo). I. Almeida, Pedro Santos, orient. II. Metodologia de Análise de Perdas do Conversor Flyback utilizando Método de Elementos Finitos e Modelos Empíricos.

**Pedro Henrique Corrêa Lopes**

**Metodologia de Análise de Perdas do Conversor Flyback utilizando Método de Elementos Finitos e Modelos Empíricos**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 05 de setembro de 2023.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Pedro Santos Almeida** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno**

Universidade Federal de Santa Maria

**Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino**

Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 16/08/2023.

---



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Santos Almeida, Professor(a)**, em 05/09/2023, às 15:54, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Guilherme Márcio Soares, Professor(a)**, em 05/09/2023, às 15:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Allan Fagner Cupertino, Professor(a)**, em 05/09/2023, às 17:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Fábio Ecke Bisogno, Usuário Externo**, em 12/09/2023, às 10:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Uff (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1410420** e o código CRC **856EA60A**.

---

Dedico este trabalho a Deus, fonte inesgotável de sabedoria e guia constante em minha jornada acadêmica. Agradeço de todo coração aos meus amados pais, Henrique e Ester, cujo amor incondicional, apoio incansável e sacrifícios generosos tornaram possível a realização deste sonho. São vocês grande razão por trás desta conquista, e é com imensa emoção que dedico este trabalho a dois heróis que sempre acreditaram em mim. Dedico também ao ensino público e à ciência brasileira, pilares fundamentais que contribuíram para minha formação e que espero ver crescer e prosperar, inspirando futuras gerações a buscar o conhecimento e a excelência. Que este trabalho seja uma modesta contribuição para o avanço do ensino e da ciência em nossa amada pátria.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por guiar os passos e me dar forças nos momentos mais desafiadores desse processo.

Agradeço a meus pais, Henrique e Ester, por trazerem auxílio e apoio em todas as esferas para que chegasse até este documento final. Conselhos, valores, disciplina, devo tudo isso a vocês. Agradeço também pelo carinho, cuidado e as visitas "inesperadas" trazendo sempre algo do mercado.

Agradeço a minha irmã Nicelle que sempre me motivou a fazer o mestrado e apoiou para que me mudasse para Juiz de Fora. Agradeço também pelos vários pratos deliciosos servidos em sua casa.

Agradeço aos amigos de apartamento, Josué, Lucca e Dalmo, por serem parceiros de pesquisa e de boas risadas e conversas na nossa república  $\alpha\beta\theta$ . Uma menção especial ao Josué, por partilhar do mesmo tema e trabalharmos conjuntamente no desenrolar deste trabalho.

Agradeço a todos os companheiros do NIMO e do NAEP pela rotina de estudos e amizade.

Agradeço a todos os meus amigos pelo suporte durante esse tempo, principalmente na etapa final desse período. Destaco com muito carinho, Carla Cavalari, Dayane Diniz, Marcelo Augusto Lima, Jeferson Matheus e Diego Tavares por estarem mais próximos nesse período.

Agradeço ao meu orientador, Pedro Almeida, pela parceria e os ensinamentos e conselhos neste trabalho, fazendo-se fundamental para chegarmos a estes resultados.

Agradeço à Universidade Federal de Juiz de Fora por ter me acolhido durante mais de 1 ano em suas dependências.

Agradeço aos órgãos de fomento, CAPES, CNPq, FAPEMIG e INERGE por apoiarem a ciência brasileira.

"Maestria não é somente a realização de um objetivo, mas, sim, uma linha ascendente, de busca contínua. Exige persistência e resistência."(LEWIS, 2015)

## RESUMO

A busca por eficiência energética vem ganhando grande destaque em diversas áreas. Essa busca reflete a crescente conscientização sobre os desafios ambientais, a volatilidade dos preços da energia e a necessidade de otimizar o uso dos recursos disponíveis. Segundo a *International Energy Agency* (IEA), a eficiência energética tem papel fundamental na redução das emissões de dióxido de carbono ( $CO_2$ ), além de ter se tornado um mercado muito chamativo. Diante disso, as pesquisas buscam encontrar novas formas mitigar as perdas energéticas, inclusive nos conversores de energia. Estes equipamentos que estão presentes em diversas áreas do cotidiano do ser humano, como na iluminação. Estes conversores possuem perdas em seus componentes durante a sua operação e, por isso, a importância de buscar uma maior eficiência se faz necessária. Diante disso, esse trabalho traz uma nova abordagem metodológica para estimar as perdas com maior precisão, utilizando modelos empíricos para as perdas nos semicondutores e análise de elementos finitos (FEA) para as perdas no magnético. Para as perdas nos semicondutores, utilizou-se uma PCB para fazer os ensaios nos dispositivos com um circuito de duplo pulso (DPT), além de demonstrar boas práticas para obter medições com qualidade em um osciloscópio. Já para a FEA, foi utilizado o *software* FEMM em conjunto com o Matlab para auxiliar na automação e iterações do projeto. Facilitando a simulação de diversos projetos e simulando o magnético para as harmônicas correspondentes a 99,9% da energia. Estas frequências harmônicas são encontradas através da Série de Fourier. Para a análise das variações de parâmetros, foi feita uma Simulação de Monte Carlo que trouxe a possibilidade de visualizar o efeito que cada variável de projeto (relação de transformação do magnético, frequência de comutação do MOSFET, tensão de grampeamento do *snubber*, *gap* do núcleo) influencia nas perdas individuais dos componentes e na eficiência global. Por fim, o trabalho apresenta dois experimentos do conversor, utilizando a mesma PCB usada no DPT, para validação da metodologia proposta. O Conversor foi alimentado com 250 V em corrente contínua para alimentar uma luminária LED de 50 W. Os resultados experimentais alcançaram eficiência de 93,75% e 90,78% e apresentaram erro relativo percentual menor que 1% para a eficiência global do conversor em comparação com os valores estimados por este trabalho.

Palavras-chave: Eficiência Energética. Conversores. FEA (Análise de Elementos Finitos). DPT. SMC (Simulação de Monte Carlo).

## ABSTRACT

A search for energy efficiency has been gaining significant attention in various areas. This pursuit reflects the growing awareness of environmental challenges, energy price volatility, and the need to optimize the use of available resources. According to the *International Energy Agency* (IEA), energy efficiency plays a crucial role in reducing carbon dioxide ( $CO_2$ ) emissions and has become a very attractive market. In light of this, research aims to find new ways to mitigate energy losses, including in energy converters. These devices are present in various aspects of human daily life, such as lighting. These converters experience losses in their components during operation, highlighting the importance of seeking greater efficiency. This work introduces a new methodological approach to estimate losses with greater precision, using empirical models for semiconductor losses and finite element analysis (FEA) for magnetic losses. For semiconductor losses, a PCB was used to conduct tests on devices with a double-pulse test (DPT) circuit, also demonstrating good practices for obtaining high-quality measurements on an oscilloscope. As for FEA, the FEMM software, in conjunction with Matlab, was used to assist in project automation and iterations. This facilitates the simulation of various projects and models the magnetic aspects for harmonics corresponding to 99.9% of the energy. These harmonic frequencies are determined through Fourier Series. To analyze parameter variations, a Monte Carlo Simulation was performed, providing insight into how each project variable (magnetic transformation ratio, MOSFET switching frequency, snubber clamping voltage, core air gap) influences individual component losses and overall efficiency. Finally, the work presents two converter experiments, using the same PCB as in the DPT, to validate the proposed methodology. The converter was powered with 250 V direct current to supply a 50 W LED luminaire. The experimental results achieved efficiencies of 93.75% and 90.78%, with a relative percentage error of less than 1% for the converter's overall efficiency compared to the values estimated by this work.

Keywords: Energy Efficiency. Converters. FEA (Finite Elements Analysis). DPT. MCS (Monte Carlo Simulation).

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Formas de onda idealizadas das perdas em um transistor de potência. . .	16
Figura 2 – Circuito do Conversor <i>Flyback</i> . . . . .	20
Figura 3 – Modo de Condução Descontínua . . . . .	21
Figura 4 – Etapa de Magnetização . . . . .	22
Figura 5 – Etapa de Desmagnetização . . . . .	23
Figura 6 – Etapa de Descontinuidade . . . . .	24
Figura 7 – Formas de onda de operação do <i>Flyback</i> . . . . .	25
Figura 8 – Corrente no primário e secundário do <i>flyback</i> . . . . .	26
Figura 9 – Corte lateral do indutor acoplado . . . . .	30
Figura 10 – Vista Frontal do indutor acoplado . . . . .	30
Figura 11 – Arco para limitar o problema no FEMM . . . . .	31
Figura 12 – Núcleo com os rótulos de bloco adicionados. . . . .	32
Figura 13 – Núcleo com os rótulos de bloco configurados. . . . .	34
Figura 14 – Núcleo simulado e com suas linhas de fluxo magnético. . . . .	35
Figura 15 – Núcleo selecionado para cálculo da volume. . . . .	36
Figura 16 – Condutores selecionados para cálculo da perda no cobre. . . . .	36
Figura 17 – Linha adicionada para cálculo da densidade de fluxo magnético. . . . .	37
Figura 18 – Representação do MOSFET incluindo as capacitâncias de junção . . . . .	40
Figura 19 – Circuito para DPT . . . . .	43
Figura 20 – Esquemático da PCB DPT/ <i>flyback</i> . . . . .	45
Figura 21 – Esquemático da PCB do <i>driver</i> . . . . .	46
Figura 22 – Circuito para calibração . . . . .	47
Figura 23 – Montagem do circuito para calibração . . . . .	48
Figura 24 – Forma de onda sem calibração . . . . .	49
Figura 25 – Forma de onda com o <i>de-skew</i> do osciloscópio . . . . .	49
Figura 26 – Forma de onda com o <i>de-skew</i> feito . . . . .	50
Figura 27 – Forma de onda ampliada com o <i>de-skew</i> feito . . . . .	50
Figura 28 – Sonda isolada de tensão com os cabos longos e curtos . . . . .	51
Figura 29 – Forma de onda com os cabos longos . . . . .	51
Figura 30 – Formas de onda do duplo pulso . . . . .	53
Figura 31 – Comutação no DPT . . . . .	54
Figura 32 – Curva de operação do diodo . . . . .	55
Figura 33 – Medições no desligamento do MOSFET . . . . .	56
Figura 34 – Energia dissipada no desligamento do MOSFET . . . . .	57
Figura 35 – Luminária LED . . . . .	58
Figura 36 – Aproximação do LED . . . . .	59
Figura 37 – Dimensões do núcleo NEE-30/15/14 . . . . .	60

Figura 38 – Fluxograma da Simulação de Monte Carlo. . . . .	62
Figura 39 – Fluxograma do bloco de projeto e simulação de perdas. . . . .	63
Figura 40 – Sinal reconstituído pela função no MATLAB. . . . .	64
Figura 41 – Regressão da curva de perdas no material IP12R . . . . .	69
Figura 42 – Ressonância na comutação . . . . .	72
Figura 43 – <i>Flyback</i> com <i>snubber</i> . . . . .	73
Figura 44 – Ressonância amortecida pelo <i>snubber</i> . . . . .	75
Figura 45 – Coeficiente de acoplamento pela frequência de comutação para cada <i>gap</i>	77
Figura 46 – Coeficiente de acoplamento pela relação de transformação para cada <i>gap</i>	78
Figura 47 – Perdas no cobre pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$ . . . .	79
Figura 48 – Perdas no cobre pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$ . . . .	79
Figura 49 – Perdas no cobre pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . . . . .	80
Figura 50 – Perdas no cobre pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . . . . .	80
Figura 51 – Perdas no núcleo pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$ . . . .	81
Figura 52 – Perdas no núcleo pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$ . . . .	82
Figura 53 – Perdas no núcleo pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . . . . .	82
Figura 54 – Perdas no núcleo pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . . . . .	83
Figura 55 – Perdas por comutação pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$	84
Figura 56 – Perdas por comutação pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$	84
Figura 57 – Perdas por comutação pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . .	85
Figura 58 – Perdas por comutação pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . .	85
Figura 59 – Perdas por condução pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$ .	86
Figura 60 – Perdas por condução pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$ .	87
Figura 61 – Perdas por condução pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . . .	87
Figura 62 – Perdas por condução pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . .	88
Figura 63 – Perdas no <i>snubber</i> pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$ . .	89
Figura 64 – Perdas no <i>snubber</i> pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$ . .	89
Figura 65 – Perdas no <i>snubber</i> pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . . . .	90
Figura 66 – Perdas detalhadas no <i>snubber</i> pela frequência de comutação para cada <i>gap</i>	90
Figura 67 – Perdas no <i>snubber</i> pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . . . .	91
Figura 68 – Curva da eficiência pela frequência de comutação para cada $V_{M,max}$ . .	92
Figura 69 – Curva da eficiência pela relação de transformação para cada $V_{M,max}$ . .	92
Figura 70 – Curva da eficiência pela frequência de comutação para cada <i>gap</i> . . . .	93
Figura 71 – Curva detalhada da eficiência pela frequência de comutação para cada <i>gap</i>	93
Figura 72 – Curva da eficiência pela relação de transformação para cada <i>gap</i> . . . .	94
Figura 73 – PCB do <i>driver</i> de disparo . . . . .	97
Figura 74 – Sinal de <i>gate</i> do MOSFET . . . . .	98
Figura 75 – Formas de onda da entrada do conversor no primeiro experimento . . .	99
Figura 76 – Formas de onda do <i>snubber</i> do primeiro experimento . . . . .	100

Figura 77 – Formas de onda ampliada do <i>snubber</i> do primeiro experimento . . . . .	100
Figura 78 – Tensão no resistor do <i>snubber</i> . . . . .	101
Figura 79 – Formas de onda no MOSFET no primeiro experimento . . . . .	102
Figura 80 – Formas de onda do enrolamento primário no primeiro experimento . . .	103
Figura 81 – Formas de onda do enrolamento secundário no primeiro experimento . .	103
Figura 82 – Formas de onda do diodo do secundário no primeiro experimento . . .	104
Figura 83 – Formas de onda da saída do conversor . . . . .	105
Figura 84 – Medição de potência e eficiência no primeiro experimento . . . . .	106
Figura 85 – Protótipo para o segundo experimento . . . . .	109
Figura 86 – Sinal de <i>gate</i> do MOSFET no segundo experimento . . . . .	110
Figura 87 – Formas de onda da entrada do conversor no segundo experimento . . .	111
Figura 88 – Formas de onda do <i>snubber</i> do segundo experimento . . . . .	112
Figura 89 – Formas de onda ampliada do <i>snubber</i> do segundo experimento . . . . .	112
Figura 90 – Tensão no resistor do <i>snubber</i> no segundo experimento . . . . .	113
Figura 91 – Formas de onda no MOSFET no segundo experimento . . . . .	114
Figura 92 – Formas de onda no enrolamento primário no segundo experimento . .	115
Figura 93 – Formas de onda no enrolamento secundário no segundo experimento . .	115
Figura 94 – Formas de onda no diodo do secundário no segundo experimento . . .	116
Figura 95 – Formas de onda na saída do conversor no segundo experimento . . . .	117
Figura 96 – Medição de potência e eficiência no segundo experimento . . . . .	118

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Etapas de operação em DCM. . . . .	21
Tabela 2 – Parâmetros da função <i>mi_probdef</i> . . . . .	29
Tabela 3 – Parâmetros da função <i>mi_setarcsegmentprop</i> . . . . .	31
Tabela 4 – Parâmetros da função <i>mi_addmaterial</i> . . . . .	33
Tabela 5 – Parâmetros da função <i>mi_addcircprop</i> . . . . .	33
Tabela 6 – Parâmetros da função <i>mi_setblockprop</i> . . . . .	34
Tabela 7 – Parâmetros da luminária LED. . . . .	59
Tabela 8 – Equações para energia despendida na comutação. . . . .	71
Tabela 9 – Parâmetros do diodo do secundário. . . . .	71
Tabela 10 – Parâmetros primeiro experimento. . . . .	95
Tabela 11 – Parâmetros dos componentes do primeiro experimento. . . . .	95
Tabela 12 – Parâmetros do magnético do primeiro experimento. . . . .	96
Tabela 13 – Perdas estimadas para o primeiro experimento. . . . .	96
Tabela 14 – Medição do indutor acoplado do primeiro experimento. . . . .	96
Tabela 15 – Perdas no primeiro experimento. . . . .	107
Tabela 16 – Parâmetros segundo experimento. . . . .	108
Tabela 17 – Parâmetros dos componentes do segundo experimento. . . . .	108
Tabela 18 – Parâmetros do magnético do segundo experimento. . . . .	108
Tabela 19 – Perdas estimada para o segundo experimento. . . . .	108
Tabela 20 – Medição do indutor acoplado do segundo experimento. . . . .	109
Tabela 21 – Perdas no segundo experimento. . . . .	118

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>15</b>
1.1	OBJETIVOS . . . . .	18
1.2	DIVISÃO DO TRABALHO . . . . .	19
<b>2</b>	<b>CONVERTOR <i>FLYBACK</i> OPERADO EM MODO DESCONTÍ- NUO . . . . .</b>	<b>20</b>
2.1	ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM DCM . . . . .	21
<b>2.1.1</b>	Magnetização . . . . .	22
<b>2.1.2</b>	Desmagnetização . . . . .	23
<b>2.1.3</b>	Descontinuidade . . . . .	24
2.2	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	25
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DE ELEMENTOS FINITOS E FEMM . . . . .</b>	<b>27</b>
3.1	<i>TOOLBOX</i> OctaveFEMM . . . . .	29
<b>4</b>	<b>MODELO EMPÍRICOS PARA PERDAS NOS SEMICONDUTO- RES . . . . .</b>	<b>39</b>
4.1	MOSFETs DE POTÊNCIA . . . . .	39
<b>4.1.1</b>	Perdas por Condução . . . . .	41
<b>4.1.2</b>	Perdas por Comutação . . . . .	41
4.2	CIRCUITO DE DUPLO PULSO . . . . .	43
4.3	PROJETO DA PCB . . . . .	44
4.4	MÉTODOS DE MEDIDA . . . . .	46
4.5	RESULTADOS PARCIAIS . . . . .	52
<b>4.5.1</b>	Perdas por condução . . . . .	54
<b>4.5.2</b>	Perdas por Desligamento . . . . .	55
<b>5</b>	<b>METODOLOGIA DE PROJETO EMPREGANDO SIMULAÇÃO MONTE CARLO . . . . .</b>	<b>58</b>
5.1	RECONSTRUÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE . . . . .	63
5.2	PROJETO DO ELEMENTO MAGNÉTICO DO <i>FLYBACK</i> . . . . .	64
5.3	SIMULAÇÃO NO FEMM . . . . .	67
5.4	PERDAS NOS SEMICONDUTORES . . . . .	70
<b>5.4.1</b>	Perdas no MOSFET . . . . .	70
<b>5.4.2</b>	Perdas no Diodo do Secundário . . . . .	71
5.5	PROJETO DO <i>SNUBBER</i> . . . . .	72
5.6	CAPACITÂNCIA DE SAÍDA . . . . .	75
5.7	ESTIMATIVA DA EFICIÊNCIA . . . . .	75
5.8	RESULTADOS PARCIAIS . . . . .	76
<b>5.8.1</b>	Coefficiente de acoplamento . . . . .	77
<b>5.8.2</b>	Perdas no cobre do indutor acoplado . . . . .	78

5.8.3	Perdas no núcleo do indutor acoplado . . . . .	81
5.8.4	Perdas por comutação do MOSFET . . . . .	83
5.8.5	Perdas por condução nos semicondutores . . . . .	86
5.8.6	Perdas no <i>snubber</i> . . . . .	88
5.8.7	Eficiência . . . . .	91
6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>95</b>
6.1	PRIMEIRO EXPERIMENTO . . . . .	95
6.1.1	Dados do projeto . . . . .	95
6.1.2	Dados experimentais . . . . .	96
6.2	SEGUNDO EXPERIMENTO . . . . .	107
6.2.1	Dados do projeto . . . . .	108
6.2.2	Dados Experimentais . . . . .	109
7	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>119</b>
7.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	120
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>121</b>
	<b>ANEXO A – Código Principal com Simulação de Monte Carlo</b>	<b>127</b>
	<b>ANEXO B – Função Espectro de Corrente . . . . .</b>	<b>132</b>
	<b>ANEXO C – Função para Projeto do Transformador . . . . .</b>	<b>134</b>
	<b>ANEXO D – Função para Simulação no FEMM . . . . .</b>	<b>137</b>
	<b>ANEXO E – Função para perdas no <i>snubber</i> e por condução nos semicondutores . . . . .</b>	<b>150</b>
	<b>ANEXO F – Código em C para duplo pulso . . . . .</b>	<b>151</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a busca por eficiência energética tem se intensificado em diversas áreas, incluindo a pesquisa e o desenvolvimento de sistemas de conversão de energia. Essa busca reflete a crescente conscientização sobre os desafios ambientais, a volatilidade dos preços da energia e a necessidade de otimizar o uso dos recursos disponíveis. Segundo a Agência Internacional de Energia (IEA, do inglês *International Energy Agency*), a eficiência energética desempenha um papel crucial na redução das emissões de dióxido de carbono ( $CO_2$ ) provenientes da geração de energia, sendo muito importante para manter um ritmo forte de reduções de emissões após 2030 (IEA, 2020).

A eficiência energética é um fator determinante na sustentabilidade e competitividade de diversos setores. Em IEA (2013), chega-se a conclusão que a eficiência energética é um mercado que está em plena expansão. Investimentos de até 300 bilhões de dólares em nível mundial em 2011 estão numa escala semelhante à das energias renováveis e investimentos no setor energético de combustíveis fósseis. A procura por redução de consumo de energia resultante da eficiência energética ao longo nas últimas décadas é maior do que qualquer outra fonte de energia.

Na eletrônica de potência, a eficiência energética desempenha um papel fundamental na busca por soluções sustentáveis e na otimização do consumo de energia em diversos setores. A eletrônica de potência refere-se à aplicação de dispositivos semicondutores para controlar e converter a energia elétrica de uma forma para outra. Buscar maior eficiência nesse contexto significa minimizar as perdas durante essas conversões, contribuindo diretamente para a redução do consumo global de energia. A pesquisa e desenvolvimento contínuos na área buscam aprimorar a eficiência dos componentes eletrônicos, como conversores, inversores e retificadores, para garantir que a energia seja utilizada de maneira mais eficaz. Esses avanços não apenas promovem a conservação de recursos, mas também têm impactos positivos na redução das emissões de carbono, alinhando-se aos esforços globais para enfrentar os desafios da mudança climática.

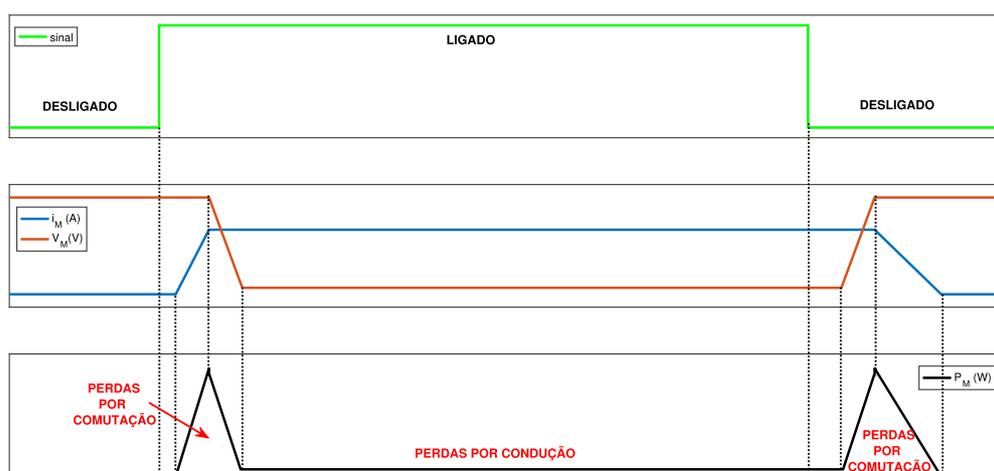
Portanto, à medida que a demanda por maior eficiência se intensifica, é crucial enfrentar os desafios associados às perdas de energia, que englobam desde as perdas por comutação nos dispositivos semicondutores até as perdas no domínio magnético em componentes-chave desses sistemas.

Nesse contexto, as fontes chaveadas com conversores estáticos desempenham um papel fundamental, permitindo um controle preciso e eficiente da energia elétrica em uma ampla gama de aplicações, desde dispositivos eletrônicos portáteis até sistemas de distribuição de energia em larga escala. No âmbito industrial, uma topologia de conversor chaveado amplamente utilizada é a *flyback*, notável por sua versatilidade e eficiência em diversas aplicações. A topologia *flyback* é frequentemente empregada em aplicações

de baixa e média potência, como em fontes de alimentação, carregadores de bateria e iluminação LED (KUMAR et al., 2023) (LIU; ZHANG; ZHANG, 2016). A topologia utiliza indutores acoplados para isolar galvanicamente a entrada da saída, além de acoplá-las, e também permite uma ampla faixa de tensões de entrada e saída pela sua relação de transformação. Um projeto que busque a redução das perdas no magnético pode, por consequência, aumentar a eficiência do sistema.

A pesquisa científica tem desempenhado um papel crucial na busca por avanços em eficiência energética. Investimentos em tecnologias de conversão de energia, materiais mais eficientes e sistemas de controle inteligentes têm impulsionado o desenvolvimento de soluções inovadoras. As perdas por comutação, por exemplo, estão diretamente vinculadas à operação dos dispositivos semicondutores, como os MOSFETs, que são amplamente utilizados nas fontes chaveadas (Figura 1) . Durante o processo de comutação, esses dispositivos alternam entre estados de condução e bloqueio, resultando em perdas devido às capacitâncias parasitas e resistências intrínsecas dos MOSFETs. O efetivo gerenciamento dessas perdas é essencial para evitar dissipações excessivas de energia e para assegurar a eficiência global do sistema. Um exemplo de abordagem para isso é a utilização de ensaios com o circuito de *Double Pulse Testing* (DPT), que tem se destacado no cenário da otimização de eficiência (PAULA et al., 2018), (SRIJEETH; MOHANRAJAN; VIJAYAKUMARI, 2021), (ZHANG; WANG; CHEN, 2022), (KORHONEN et al., 2022), (SHIVARAM et al., 2023).

Figura 1 - Formas de onda idealizadas das perdas em um transistor de potência.



Fonte: do autor.

Os modelos de identificação de caixa cinza encontram seu lugar entre os tradicionais modelos de caixa preta e caixa branca. Enquanto os modelos de caixa preta tratam o sistema de forma opaca, pelas suas saídas e entradas, sem conhecimento de seus detalhes internos, e os modelos de caixa branca revelam todos os detalhes internos, o modelo de caixa cinza oferece uma perspectiva intermediária. A metodologia da caixa cinza é usada quando não há conhecimento sobre todos os detalhes do processo. A abordagem de modelagem é baseada no conhecimento prévio do sistema e os parâmetros do modelo são estimados usando dados medidos (RAHIMPOUR; RASHTCHI; AGHMASHEH, 2017).

Este método vem sendo aplicado em diversas áreas como identificação motores (ROMERO; VÉLEZ; GÓMEZ-MENDOZA, 2019), estimação de parâmetros em transformadores (RAHIMPOUR; RASHTCHI; AGHMASHEH, 2017), processos químicos (NARANJO; LEIVA, 2010), controle de temperatura (HUANG; BACHER; MØLLER, 2023) e indústria automobilística (RENGANATHAN; AHMED, 2023) (CRANMER; SHAHBAKHTI; HEDRICK, 2012).

No contexto do DPT, que é uma técnica de teste que permite avaliar o desempenho de dispositivos semicondutores, como os MOSFETs, em situações simuladas de comutação, o modelo permite que sejam conhecidos alguns detalhes internos do sistema, como características físicas do dispositivo e sua operação básica, enquanto ainda considera elementos não plenamente revelados, como certas características de processos internos. Isso permite uma análise mais profunda e precisa do comportamento do dispositivo, sem a complexidade total de um modelo de caixa branca, que poderia ser excessivamente detalhado e difícil de gerenciar.

No entanto, mesmo com a abordagem de caixa cinza, persistem desafios. Por exemplo, quando se tenta estimar as perdas em elementos magnéticos, como transformadores, as perdas podem ser resultado de múltiplos efeitos físicos complexos. A análise completa desses efeitos pode ser difícil de realizar usando apenas modelos de caixa cinza, tornando-se um cenário ideal para a aplicação da análise de elementos finitos (FEA). O uso da FEA tem se intensificado com esse objetivo de estimar as perdas em elementos magnéticos. Muitos trabalhos utilizam a técnica como método de comparação como Bolsi et al. (2022), Onay et al. (2019) e Kang et al. (2022).

A análise por elementos finitos (FEA) é uma ferramenta fundamental para modelar e simular esses fenômenos complexos, permitindo uma otimização precisa dos dispositivos e a minimização das perdas, com o auxílio de técnicas de otimização. A FEA, nesse contexto, se torna uma ferramenta de inestimável utilidade. Ao permitir a modelagem e simulação detalhada dos processos magnéticos e elétricos em elementos complexos, como transformadores, ela ajuda a minimizar a dificuldade de estimar as perdas, pois as perdas nos magnéticos em conversores estáticos têm sua origem principalmente em fenômenos como histerese magnética e correntes parasitas (*eddy currents*), que ocorrem nos núcleos

magnéticos de transformadores e indutores (STEINMETZ, 1984). A histerese magnética provoca a dissipação de energia durante inversões de magnetização no núcleo, enquanto as correntes parasitas geram calor devido à resistência inerente do material do núcleo. Essa abordagem, combinada com a perspectiva do modelo de identificação de caixa cinza, permite uma análise mais integral e precisa dos sistemas de conversão de energia, auxiliando no projeto e otimização desses dispositivos para alcançar níveis mais altos de eficiência energética. No magnético, também são consideradas as perdas no cobre, que ocorrem devido à resistividade do material e aos efeitos pelicular e de proximidade, que aumentam a resistividade CA (Corrente Alternada) do fio.

Para a mitigação das perdas magnéticas e de comutação, bem como para o aprimoramento da eficiência dos conversores estáticos, é essencial uma abordagem integral. Isso inclui a escolha criteriosa de materiais magnéticos com baixas perdas, a otimização do *design* geométrico dos núcleos, a aplicação de técnicas avançadas de controle de forma de onda de corrente e tensão, bem como estratégias de resfriamento eficazes para lidar com o calor gerado pelas perdas.

Portanto, o uso de técnicas mais aprimoradas que os modelos caixa branca, como os ensaios de DPT, em conjunto com ferramentas como a análise de elementos finitos, representa um passo significativo em direção à compreensão e otimização aprofundadas de sistemas de conversão de energia, contribuindo assim para os esforços globais na busca por maior eficiência energética e sustentabilidade.

Em resumo, a busca por eficiência energética não apenas contribui para a preservação do meio ambiente, mas também traz benefícios econômicos substanciais. Por meio de regulamentações, inovações tecnológicas, como a análise de elementos finitos, e conscientização pública, os esforços para melhorar a eficiência energética estão moldando a maneira como a sociedade consome e produz energia, visando um futuro mais sustentável. A colaboração entre cientistas, engenheiros e indústrias é crucial para traduzir esses conhecimentos teóricos em soluções práticas que atendam às crescentes demandas por eficiência energética em um mundo cada vez mais orientado para a sustentabilidade.

## 1.1 OBJETIVOS

O trabalho tem como objetivo principal apresentar uma metodologia de projeto para se alcançar elevadas eficiências e auxiliar a escolha dos componentes e suas características físicas. Esta metodologia é baseada na utilização de duas técnicas não-convencionais para melhorar das estimativas de perdas. São elas: a utilização de Análise de Elementos Finitos (FEA) para perdas associadas ao componente magnético e a identificação por modelo empírico com ensaios de comutação do interruptor utilizando um circuito DPT, e também a medição da resistência dos semicondutores para estimar a perda por condução. Vale destacar o uso do método tradicional para as perdas no *snubber*.

No âmbito das perdas no magnético, o trabalho busca oferecer uma nova abordagem para estimar os efeitos físicos que ocorrem neste componente, além de fornecer um material de auxílio para uso das funções da *toolbox* OctaveFEMM para automatizar as simulações no FEMM.

O trabalho também apresenta uma aplicação para os circuitos de duplo pulso, com o intuito de medir e modelar a energia dissipada na comutação do interruptor. Para isso, o trabalho também oferece um projeto de placa de circuito impresso para ser utilizadas em mais de uma aplicação. Com isso, a mesma placa e o mesmo *driver* são utilizados para os ensaios do DPT e do *flyback*. Isso permite obter tempo de entrada em condução e desligamento parecidos, e também indutâncias parasitas parecidas nos dois experimentos.

Por fim, o objetivo final é comprovar a eficácia do método através de resultados experimentais, que serão apresentados no capítulo de resultados, e demonstrar o efeito que cada variável de escolha pode interferir em cada tipo de perda e sua significância para a eficiência global do conversor.

## 1.2 DIVISÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em 7 capítulos. O capítulo introdutório (capítulo 1) mostra a importância da eficiência energética para os dias atuais, e apresenta a razão para a busca de estimar e minimizar as perdas nos conversores de energia. O capítulo 2 apresenta a topologia *flyback* operando em modo de condução descontínua e suas equações que regem o comportamento dos componentes.

O capítulo 3 introduz as aplicações da análise de elementos finitos para problemas eletromagnéticos e apresenta o *software* FEMM como ferramenta para essa análise. Além de mostrar a integração do MATLAB para automatização do processo.

O capítulo 4 aborda o tema das perdas em semicondutores. Neste são contemplados os modelos caixas cinza, o circuito de *double pulse testing*, técnicas de medidas e os resultados de ensaios para o MOSFET SPP08N80C3.

O capítulo 5 desenvolve o projeto feito para um conversor acionar uma luminária LED de 50 W com entrada de 250 V e a estimativa das perdas para cada conjunto de parâmetros sorteados. Ao final desse capítulos, é mostrada a avaliação do coeficiente de acoplamento, das perdas individuais e da eficiência global em relação aos parâmetros de escolha do projetista.

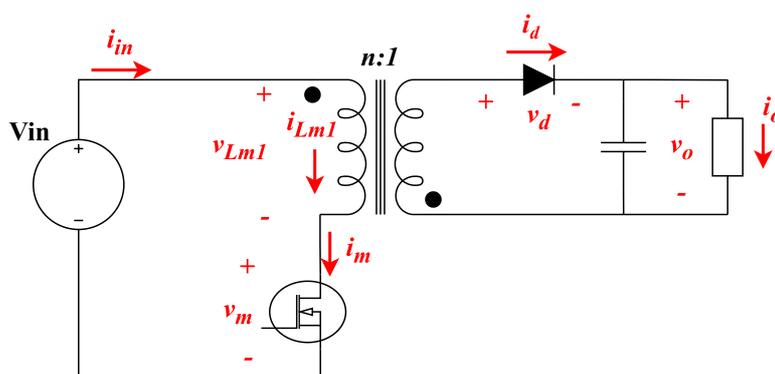
O capítulo 6 apresenta os resultados experimentais de dois projetos resultantes do código gerado por este trabalho. E o capítulo 7 conclui as ideias deste trabalho e apresenta os próximos passos propostos. Ao final, são apresentados os anexos que são códigos utilizados em MATLAB e C para este trabalho.

## 2 CONVERSOR *FLYBACK* OPERADO EM MODO DESCONTÍNUO

O conversor *flyback* é uma das topologias mais empregadas, senão a mais, em conversores CC-CC isolados. Basicamente, o *flyback* é a topologia *buck-boost* acrescida de isolamento galvânico. Logo, este apresenta características como simplicidade de construção, baixo número de componentes e possibilidade de fornecer tensões menores, iguais ou maiores que de sua entrada (LOPES et al., 2022). Além do isolamento galvânico, a inserção de indutores acoplados (que também operam transformando o nível de tensão) no circuito amplia o alcance dessas tensões utilizando a relação de transformação ( $n$ ) (KANG; CHOI; LIM, 2001).

Esta topologia é apresentada na Figura 2.

Figura 2 - Circuito do Conversor *Flyback*

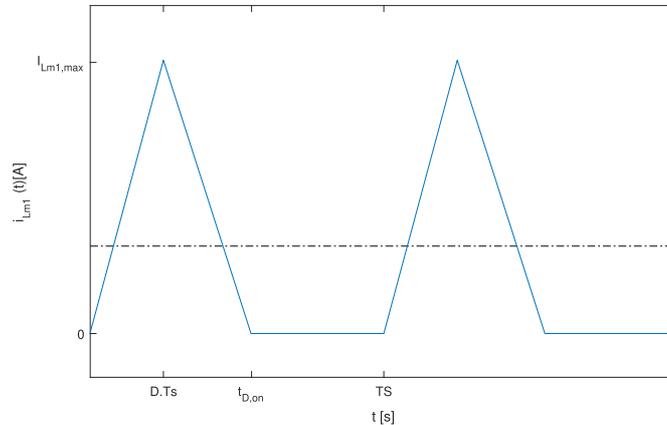


Fonte: do autor.

Para operação do circuito, tem-se, basicamente, 3 modos de condução: contínua (CCM, do inglês *Continuous Conduction Mode*), crítica (CrM, do inglês *Critical Conduction Mode*) e descontínua (DCM, do inglês *Discontinuous Conduction Mode*).

Neste trabalho, será utilizado o modo descontínuo (que opera conforme a Figura 3) por se tratar de uma aplicação à iluminação onde esses conversores são muito empregados como um estágio PFC (do inglês, *Power Factor Correction*). Nestas aplicações, algumas topologias apresentam uma função intrínseca de PFC ao operar em DCM. Estas topologias recebem o nome de *self-PFC*, sendo uma delas, a topologia *flyback* (WEI; BATARSEH, 1998) (LOPES, 2020).

Figura 3 - Modo de Condução Descontínua



Fonte: Adaptado de Beltrame (2009).

## 2.1 ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM DCM

O modo de condução descontínua (DCM) acontece quando a desmagnetização do indutor finaliza antes do final do período de comutação ( $T_s$ ). Este instante caracteriza o início da etapa de descontinuidade, que se inicia no instante  $t_{D,on}$ , mostrado na Figura 3. As etapas de magnetização e desmagnetização ocorrem, respectivamente, com a condução e o bloqueio do interruptor, de acordo com a razão cíclica ( $D$ ) do projeto. O *flyback*, quando operado em neste modo, tem perdas no núcleo do transformador consideradas significantes (ERICKSON, 1997). Porém, este fornece uma resposta dinâmica rápida, fácil controle, sem perdas de recuperação reversa e sem perdas na entrada em condução no interruptor (CHEWALE et al., 2018).

Portanto, tem-se as etapas de operação definidas na Tabela 1.

Tabela 1 – Etapas de operação em DCM.

Etapa	Descrição	Instante	Semicondutor em condução
<i>I</i>	Magnetização	$0 < t \leq D \cdot T_s$	MOSFET
<i>II</i>	Desmagnetização	$D \cdot T_s < t < t_{D,on}$	Diodo
<i>III</i>	Descontinuidade	$t_{D,on} \leq t < T_s$	Nenhum

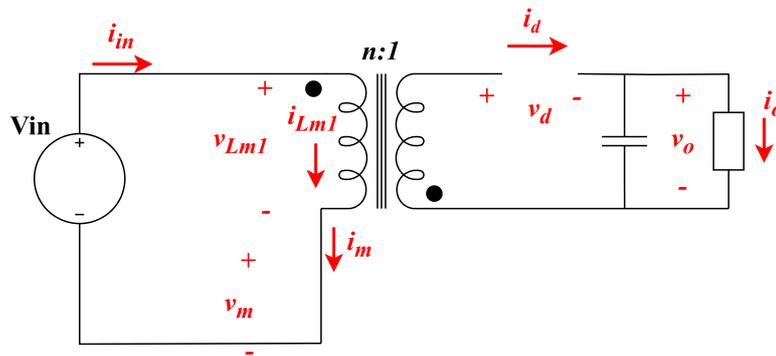
Nas próximas páginas, seguirá a análise do circuito em cada etapa de operação assumindo todo os componentes como ideais, inclusive semicondutores e elementos passivos, sem resistências e dispersões.

### 2.1.1 Magnetização

Na etapa de magnetização, o interruptor começa a conduzir corrente devido a um sinal de nível lógico alto no *gate* do interruptor, de acordo razão cíclica estabelecida. Diante desse fato, o enrolamento primário que está em série, começa a carregar a sua indutância de magnetização ( $L_{m1}$ ). Durante esse espaço de tempo, a tensão é refletida pelo transformador no secundário. Isso faz com que a tensão no cátodo seja maior que a tensão no ânodo, fazendo com que o diodo esteja reversamente polarizado e, portanto, em estado de bloqueio.

Diante deste cenário, o circuito opera com seu interruptor como um curto-circuito e o diodo como circuito aberto. Logo, o conversor opera conforme a Figura 4 na etapa de magnetização.

Figura 4 - Etapa de Magnetização



Fonte: do autor.

Matematicamente, tem-se que:

$$V_m(t) = 0 \quad (2.1)$$

$$V_{Lm1}(t) = V_{in} \quad (2.2)$$

$$i_m(t) = i_{Lm1}(t) = \frac{1}{L_{m1}} \int_0^{D \cdot T_s} V_{Lm1}(t) dt \quad (2.3)$$

$$V_d(t) = V_{D,min} = -\frac{V_{in}}{n} - V_o \quad (2.4)$$

$$i_d(t) = 0 \quad (2.5)$$

Na equação 2.2, tem-se que  $V_{Lm1}$  é um valor constante. Logo, resolvendo a equação 2.3, tem-se que a corrente se comporta de acordo com:

$$i_m(t) = i_{Lm1}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1}} \cdot t \quad (2.6)$$

Obedecendo ao processo de magnetização, a corrente aumenta até chegar ao seu valor máximo, que é dado por:

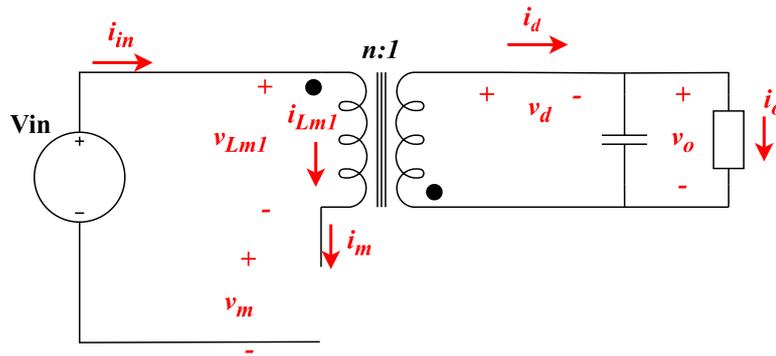
$$I_{M,max} = I_{Lm1,max} = \frac{V_{in}}{L_{m1}} \cdot D \cdot T_s \quad (2.7)$$

### 2.1.2 Desmagnetização

Logo após o processo de magnetização, ocorre a desmagnetização. Isso acontece logo no instante em que o interruptor é aberto. Portanto, não há corrente fluindo por este interruptor e, neste momento, o diodo entra em condução no secundário devido a sua polarização direta. A corrente que flui pelo secundário é proveniente da energia armazenada na indutância de magnetização do transformador.

Graficamente, tem-se a representação na Figura 5.

Figura 5 - Etapa de Desmagnetização



Fonte: do autor.

O interruptor controlador agora está bloqueado, logo opera como um circuito aberto. E o diodo está conduzindo, logo opera como um curto-circuito. Para estas condições, tem-se que:

$$V_m(t) = V_{M,max} = V_{in} + n \cdot V_o \quad (2.8)$$

$$V_{Lm1}(t) = -n \cdot V_o \quad (2.9)$$

$$i_m(t) = 0 \quad (2.10)$$

$$V_d(t) = 0 \quad (2.11)$$

$$i_d(t) = n \cdot i_{Lm1,max} + \frac{1}{L_{m2}} \int_{D \cdot T_s}^{t_{D,on}} -V_o(t) dt \quad (2.12)$$

Através da equação 2.19, resolvendo a sua integral e refletindo a indutância do primário no secundário, encontra-se a equação que rege o comportamento dessa corrente. Matematicamente:

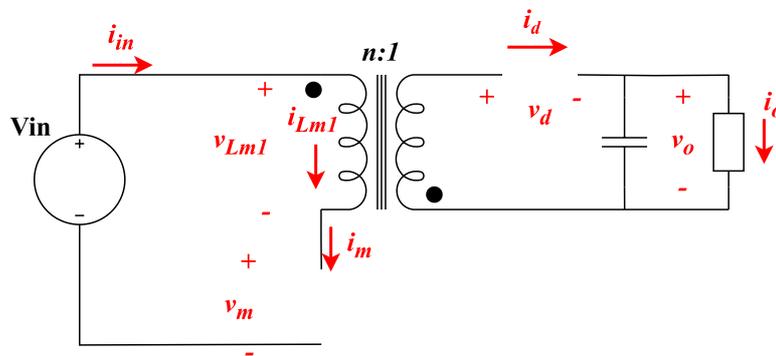
$$i_d = n \cdot I_{Lm1,max} - \frac{n^2 \cdot V_o}{L_{m1}} \cdot t \quad (2.13)$$

Portanto, o valor de pico de corrente no diodo será:

$$I_{D,max} = n \cdot I_{Lm1,max} = I_{Lm2,max} \quad (2.14)$$

### 2.1.3 Descontinuidade

Esta etapa inicia-se quando a energia armazenada na indutância de magnetização se esgota e ainda não atingiu o momento do interruptor ser ligado novamente. Neste período, além do interruptor já estar desligado, o diodo do secundário também entra em bloqueio. Sendo assim, o circuito se apresenta conforme a Figura 6.



Fonte: do autor.

Com isso, pode-se chegar a algumas conclusões:

$$V_m(t) = V_{in} \quad (2.15)$$

$$V_{Lm1}(t) = 0 \quad (2.16)$$

$$i_m(t) = 0 \quad (2.17)$$

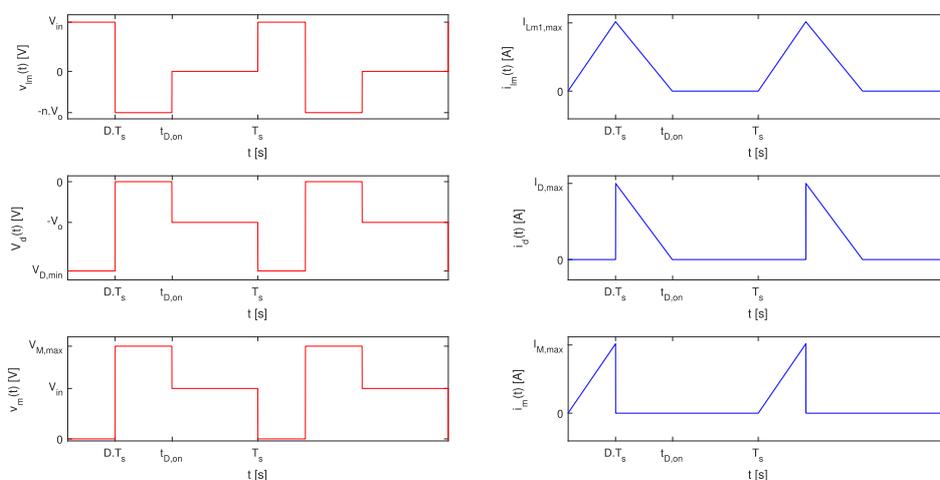
$$V_d(t) = -V_o \quad (2.18)$$

$$i_d(t) = 0 \quad (2.19)$$

## 2.2 CONCLUSÕES PARCIAIS

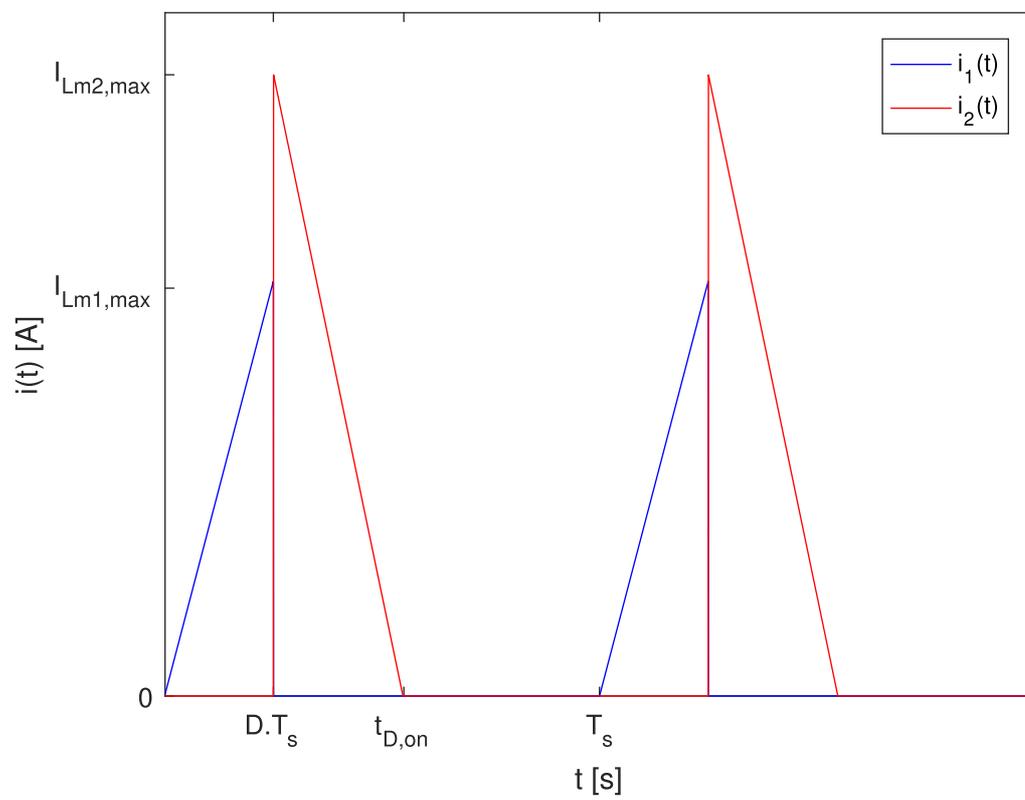
Com as equações anteriores, pode-se então construir as formas de onda da operação do conversor *flyback* ideal em modo de condução descontínua. Estão representadas na Figura 7 as correntes e tensões aplicadas no enrolamento primário, diodo do secundário e no interruptor, respectivamente.

Figura 7 - Formas de onda de operação do *Flyback*



Fonte: do autor.

Também é interessante mostrar a corrente característica do primário e do secundário do *flyback*. Elas se complementam, tendo o pico da corrente do secundário com um ganho da relação de transformação, como mostra a Figura 8.

Figura 8 - Corrente no primário e secundário do *flyback*

Fonte: do autor.

### 3 ANÁLISE DE ELEMENTOS FINITOS E FEMM

A análise de elementos finitos (FEA, do inglês *Finite Element Analysis*) é uma técnica numérica poderosa e amplamente adotada para solucionar uma variedade de problemas em engenharia e ciência, incluindo os desafios de natureza eletromagnética. Ela é usada para resolver problemas de valor de contorno caracterizados por uma equação diferencial parcial e um conjunto de condições de contorno. Através desta análise, é possível adotar uma abordagem eficaz para modelar e simular sistemas complexos, possibilitando a avaliação de campos elétricos e magnéticos, distribuições de corrente e outros fenômenos eletromagnéticos em estruturas e dispositivos (POLYCARPOU, 2006).

No contexto da análise de elementos finitos aplicada a problemas eletromagnéticos, a geometria do problema é subdividida em pequenas partes, chamadas elementos finitos. Cada um desses elementos é aproximado por funções matemáticas, e as equações que descrevem o comportamento eletromagnético são discretizadas e resolvidas numericamente para se obter uma solução aproximada.

Em Onay et al. (2019), é feita uma comparação entre os métodos analíticos de estimativa de perda no magnético e simulação numérica com a estimativa utilizando FEA. Neste trabalho citado, é utilizado o *software* Ansys Maxwell e conclui que o FEA é muito útil para aplicações direcionadas a performance e otimizações de custo.

Além das perdas relacionadas ao elemento magnético, a FEA pode auxiliar na previsão da indutância de dispersão, trazendo maior acurácia em relação aos modelos analíticos (SCHLESINGER; BIELA, 2021). Isso é de grande valia, sabendo que esta grandeza, quando minimizada, aumenta a eficiência de conversores com algumas topologias, como o *flyback* (LEUENBERGER; BIELA, 2015).

Nesse cenário, o *software* FEMM (do inglês, *Finite Element Method Magnetics*) assume um papel crucial. O FEMM, como uma ferramenta de código aberto, é projetado especificamente para a análise de problemas magnéticos e eletromagnéticos, empregando a técnica de elementos finitos. Ele possibilita a modelagem de diversas geometrias em 2D e configurações eletromagnéticas, abrangendo desde transformadores até motores elétricos, dispositivos de indução, solenoides, ímãs permanentes e muito mais (MEEKER, 2015).

Uma interface gráfica intuitiva é oferecida pelo FEMM, permitindo aos usuários definir geometrias, materiais, condições de contorno e outras propriedades relevantes para o problema em questão. Além disso, ele automatiza o processo de discretização, solução das equações e visualização dos resultados, incluindo campos magnéticos, densidades de corrente e outras quantidades relevantes.

Uma limitação do FEMM é que seus desenhos são feitos somente em duas dimensões (2D), trabalhando com simetrias planar e axial. Para projetos que buscam maior acurácia das medidas, é possível fazer duas simulações com vistas diferentes, como feito em Prieto

et al. (1997) e Schlesinger e Biela (2021).

A utilização do *software* FEMM simplifica consideravelmente a análise de problemas eletromagnéticos complexos, proporcionando uma abordagem prática e eficaz para avaliar e otimizar dispositivos eletromagnéticos. Este *software* vem sendo muito utilizada para otimização de magnéticos para diversas aplicações, como nos trabalhos Bosshard, Kolar e Wunsch (2014), Whitman e Kazimierczuk (2019), Nogueira, Weinert e Maldonado (2021), Olatunji et al. (2023a), e Olatunji et al. (2023b).

Adicionalmente, o FEMM incorpora a linguagem de script Lua, desempenhando um papel fundamental na personalização e automação das análises. Com a linguagem Lua, os usuários podem criar *scripts* para automatizar tarefas específicas, desde a definição de geometrias complexas até a realização de simulações paramétricas. Essa funcionalidade não apenas agiliza o processo de modelagem e análise, mas também capacita os usuários a adaptar o software às suas necessidades individuais.

A linguagem Lua no FEMM oferece um nível adicional de flexibilidade, permitindo que engenheiros e pesquisadores desenvolvam soluções personalizadas para desafios eletromagnéticos únicos. Ao integrar a técnica poderosa de elementos finitos com a versatilidade da linguagem Lua, o FEMM se torna ainda mais robusto e eficaz para enfrentar as complexidades das análises eletromagnéticas.

No contexto da comunicação entre o MATLAB ou Octave e o FEMM, essa integração oferece uma abordagem altamente vantajosa para aproveitar as capacidades analíticas e numéricas dessas plataformas. Essa interação permite que os usuários combinem as capacidades avançadas de programação e análise do MATLAB/Octave com as funcionalidades de simulação eletromagnética do FEMM (BENAMIMOUR; BENTOUNSI; DJEGHLOUD, 2013).

Uma estratégia comum para estabelecer essa comunicação é empregar a linguagem de *script* Lua, incorporada no FEMM, em conjunto com *scripts* externos do MATLAB/Octave. Por meio dessa abordagem, os usuários podem criar *scripts* no MATLAB/Octave para gerar, modificar ou configurar geometrias, materiais e condições de contorno dentro do FEMM, utilizando comandos Lua. Em seguida, o MATLAB/Octave pode executar simulações no FEMM, extrair os resultados e conduzir análises adicionais.

Essa abordagem de comunicação é particularmente valiosa para conduzir análises paramétricas, otimizações e estudos de sensibilidade. Os recursos de programação e *loops* do MATLAB/Octave podem ser aproveitados para automatizar a variação de parâmetros e a execução de múltiplas simulações no FEMM, economizando tempo e reduzindo a necessidade de intervenção manual.

Além disso, os resultados obtidos nas simulações no FEMM podem ser facilmente transferidos para o MATLAB/Octave para análises posteriores, visualização ou até mesmo para embasar processos de tomada de decisão.

Essa integração entre as plataformas MATLAB/Octave e o FEMM combina a capacidade analítica do MATLAB/Octave com as funcionalidades de simulação do FEMM, resultando em soluções mais abrangentes e completas para problemas eletromagnéticos.

### 3.1 *TOOLBOX* OctaveFEMM

Esta seção destina-se a explicitar e comentar os comandos utilizados neste trabalho dessa *toolbox* do MATLAB. Esta já é instalada juntamente com o FEMM 4.2, dentro da pasta *mfiles*. Portanto, para adicionar o pacote, pode-se utilizar os comandos `addpath('C:\femm42\mfiles')` e, logo depois, `savepath`. Também pode ser utilizado o comando `pathtool` no MATLAB.

Então, os comandos específicos da *toolbox* e suas aplicações são mostrados a seguir. Os prefixos *mi* e *mo* são referentes aos comandos pré-processados e pós-processados, respectivamente.

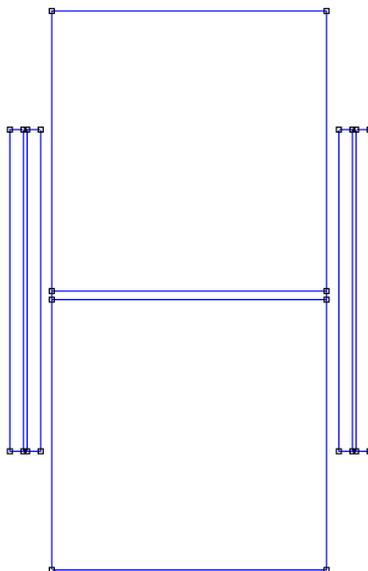
- `mi_probdef(freq, units, type, precision, depth, minangle)` - muda a definição do problema a ser simulado. Os argumentos da função são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros da função `mi_probdef`.

Argumento	Descrição
<code>freq</code>	Frequência do problema (Hz)
<code>units</code>	Unidade de medida a ser utilizada no problema (mm, cm, m, pol)
<code>type</code>	Tipo de problema (planar ou axissimétrico)
<code>precision</code>	Define a precisão requerida do problema
<code>depth</code>	Define a profundidade do problema
<code>minangle</code>	Restrição de ângulo mínimo enviada para o gerador de malha (°)

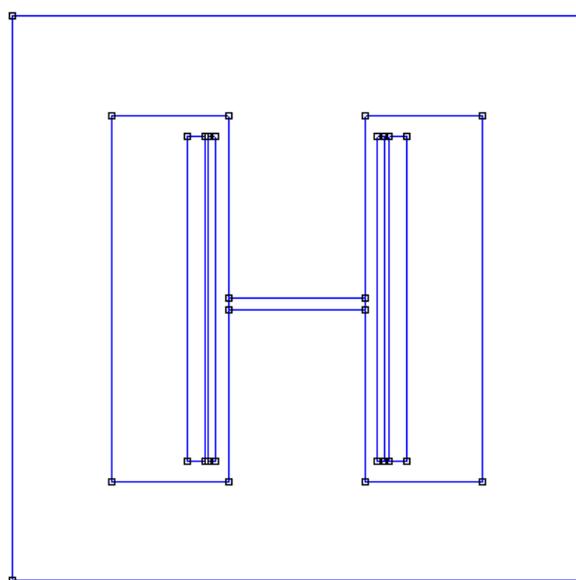
- `mi_drawpolygon([x1,y1;x2,y2;...])` - Desenha um polígono entre os pontos definidos. Neste Trabalho, os magnéticos foram desenhados somente com retângulos, logo também poderia ser utilizada a função `mi_drawrectangle([x1,y1,x2,y2])`. Neste trabalho, foram utilizadas 2 vistas do indutor, como proposto em Prieto et al. (1997). As duas vistas são apresentadas nas Figuras 9 e 10. O desenho destes leva em consideração as dimensões do núcleo, do carretel e, também, a seção transversal dos condutores e sua quantidade de voltas, fazendo um aproximação para um retângulo da área ocupada com um fator de ocupação de 70%. Ressalta-se que foi utilizada a técnica tradicional de enrolamento, e não a técnica intercalada.

Figura 9 - Corte lateral do indutor acoplado



Fonte: do autor.

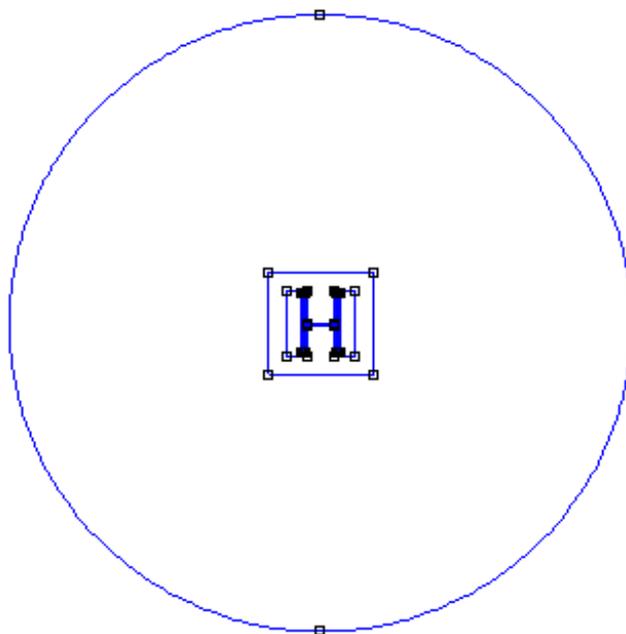
Figura 10 - Vista Frontal do indutor acoplado



Fonte: do autor.

- $mi\_drawarc(x1,y1,x2,y2,angle,maxseg)$  - Adiciona um novo segmento de arco do nó mais próximo para  $(x1,y1)$  para o nó mais próximo de  $(x2,y2)$  com o ângulo  $angle$  dividido em segmentos  $maxseg$ . Este comando é utilizado para demarcar os limites do problema, neste caso, com o auxílio dos próximos dois comandos. O resultado do desenho deste arco é mostrado na Figura 11.

Figura 11 - Arco para limitar o problema no FEMM



Fonte: do autor.

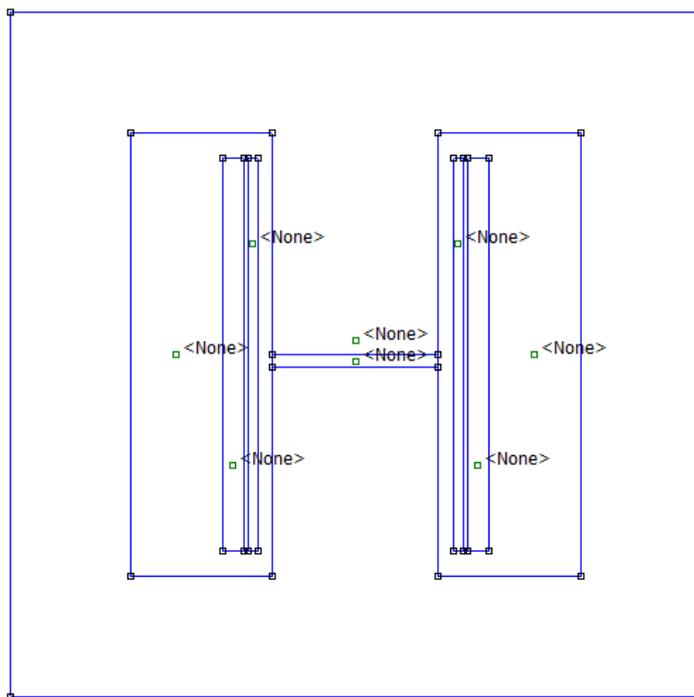
- $mi\_selectarcsegment(x,y)$  - Seleciona o segmento de arco mais próximo de  $(x,y)$ .
- $mi\_setarcsegmentprop(maxsegdeg,'propname',hide,group)$  - Define os seguintes parâmetros (Tabela 3):

Tabela 3 – Parâmetros da função  $mi\_setarcsegmentprop$ .

Argumento	Descrição
$maxsegdeg$	máximo de graus por elemento na malha
$'propname'$	Propriedade do limite da malha
$hide$	esconder ou não no pós-processamento
$group$	define se pertence a algum grupo

- $mi\_addblocklabel(x,y)$  - Adiciona um rótulo do bloco em que o ponto  $(x,y)$  está inserido. Este comando possibilita a adicionar propriedades de na geometria que está inserido. O resultado do uso desta função é mostrado na Figura 12.

Figura 12 - Núcleo com os rótulos de bloco adicionados.



Fonte: do autor.

- $mi\_getmaterial('materialname')$  - Seleciona um material já existente (como o ar), em sua biblioteca e o adiciona no materiais do problema.
- $mi\_addmaterial('matname', \mu_x, \mu_y, H_c, J, C_{duct}, Lam_d, \Phi_{max}, lam_{fill}, LamType, \Phi_{hx}, \Phi_{hy}, nstr, dwire)$  - Adiciona um material no problema com as seguintes propriedades (Tabela 4):

Tabela 4 – Parâmetros da função *mi\_addmaterial*.

Argumento	Descrição
<i>'matname'</i>	Nome do material
$\mu_x$ e $\mu_y$	Permeabilidade relativa em $x$ e $y$
$H_c$	Coercividade do ímã permanente ( $A\ m^{-1}$ )
$J$	Densidade de corrente ( $A\ mm^{-2}$ )
$Cduct$	Condutividade elétrica do material ( $MS\ m^{-1}$ )
$Lam_d$	Espessura da laminação (mm)
$lam_{fill}$	Fração do volume ocupado pela laminação
$Lamtype$	Tipo de laminação
$\Phi_x$ e $\Phi_y$	Atraso de histerese em graus na direção $x$ e $y$ para problemas lineares
$nstr$	Número de fios para construção do condutor
$dwire$	Diâmetro de cada fio

- *mi\_addcircprop('circuitname', i, circuittype)* - Adiciona um circuito no problema com as seguintes propriedades (5):

Tabela 5 – Parâmetros da função *mi\_addcircprop*.

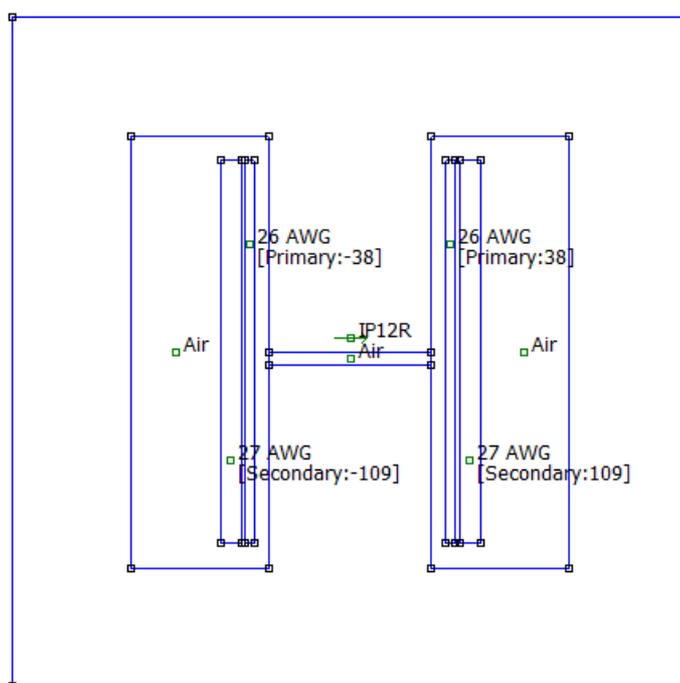
Argumento	Descrição
<i>'circuitname'</i>	Nome do circuito
$i$	corrente que flui no circuito
<i>circuittype</i>	Tipo de conexão (paralelo(0) ou série(1))

- *mi\_setcurrent('circuit',i)* - Define um valor de corrente ( $i$ ) para o determinado circuito (*'circuit'*).
- *mi\_selectlabel(x,y)* - Seleciona o rótulo em  $(x,y)$ .
- *mi\_clearselected* - Limpa a seleção atual.
- *mi\_setblockprop('blockname', automesh, meshsize, 'incircuit', magdir, group, turns)* - adiciona as propriedades no bloco onde o rótulo está inserido, conforme a Tabela 6. O desenho no *software*, com as propriedades já inseridas, é apresentado conforme a Figura 13.

Tabela 6 – Parâmetros da função *mi\_setblockprop*.

Argumento	Descrição
<i>'blockname'</i>	Nome do bloco
<i>automesh</i>	Habilita ou não a criação da malha
<i>meshsize</i>	Restrição de tamanho da malha
<i>'incircuit'</i>	Circuito em que o bloco está inserido
<i>magdir</i>	Direção da magnetização (°)
<i>group</i>	Grupo que este bloco pertence
<i>turns</i>	Número de voltas

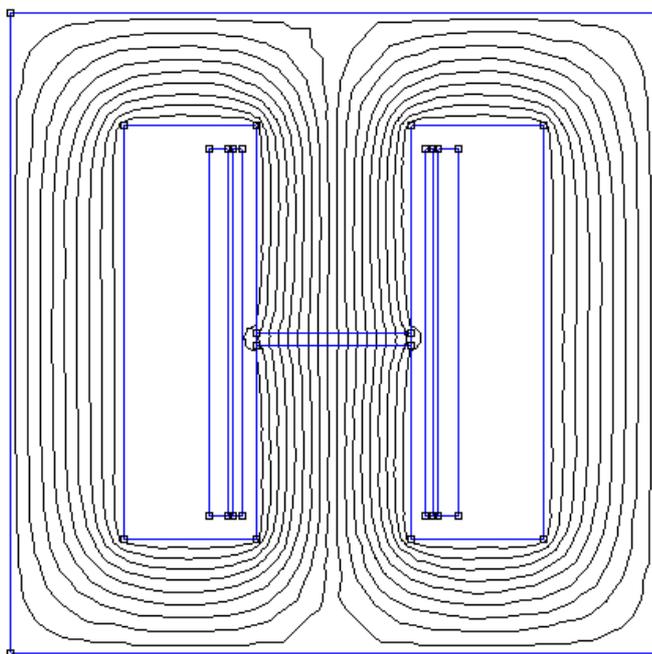
Figura 13 - Núcleo com os rótulos de bloco configurados.



Fonte: do autor.

- *mi\_saveas('filename')* - Salva o arquivo com determinado nome. Para fazer a simulação, é necessário salvar o projeto.
- *mi\_analyze()* - Executa o *solver* magnético.
- *mi\_loadsolution* - Carrega e mostra a solução correspondente. Este comando finaliza o pré-processamento e permite a utilização do pós-processamento. O problema agora é apresentado conforme a Figura 14 com suas linhas de fluxo magnético.

Figura 14 - Núcleo simulado e com suas linhas de fluxo magnético.

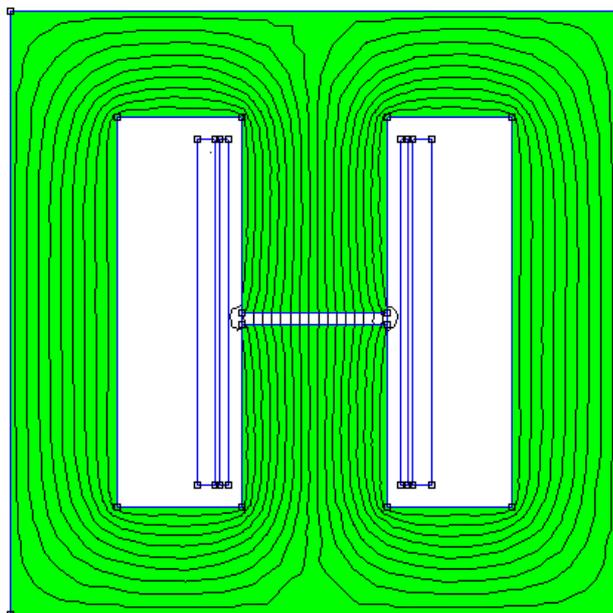


Fonte: do autor.

Os comandos a seguir são referentes aos utilizados no pós-processamento.

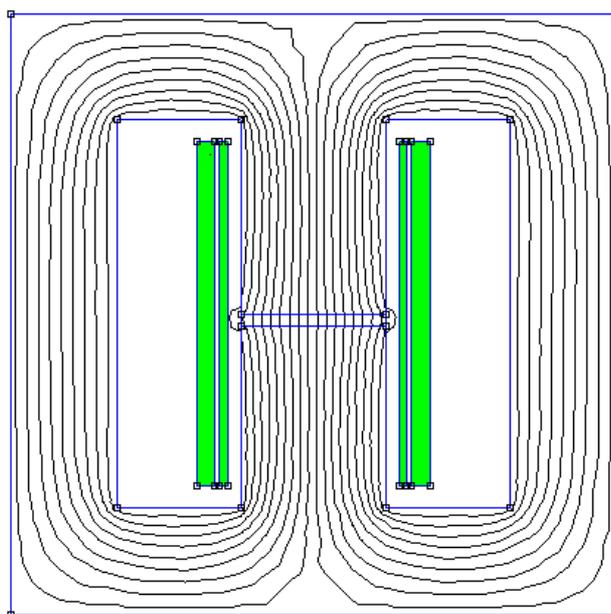
- *mo\_groupselectblock('group')* - Seleciona o grupo desejado. Ao selecionar o grupo, o *software* marca com a cor verde para identificá-lo. As Figuras 15 e 16 são exemplos de como são selecionados os blocos.

Figura 15 - Núcleo selecionado para cálculo da volume.



Fonte: do autor.

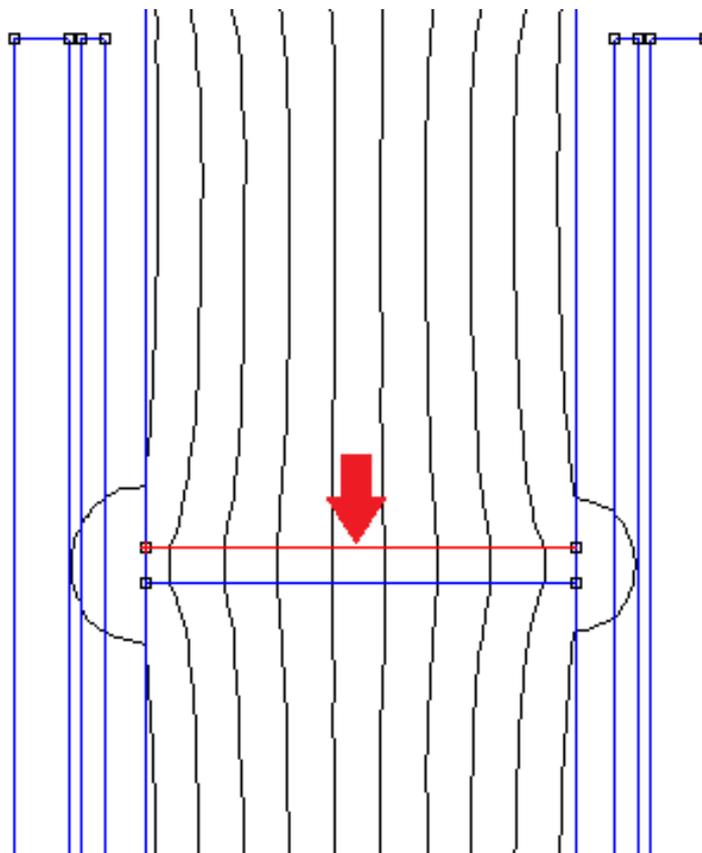
Figura 16 - Condutores selecionados para cálculo da perda no cobre.



Fonte: do autor.

- *mo\_blockintegral(type)* - Retorna o valor do tipo de integral escolhida. O *software* apresenta 30 tipos de integral. Neste trabalho, utilizou-se somente duas (números 6 e 10). Elas retornam, respectivamente, as perdas totais (utilizada para cálculo da perda no cobre, usada na Figura 16) no bloco e o volume (utilizada para cálculo da perda no núcleo, usada na Figura 15) do bloco.
- *mo\_getcircuitproperties('circuit')* - Retorna algumas propriedades do circuito desejado após o pós-processamento. Neste trabalho, utiliza-se a terceira propriedade (fluxo), para obter a indutância do projeto.
- *mo\_clearblock* - Limpa a seleção do bloco.
- *mo\_addcontour(x,y)* - Adiciona um ponto de contorno em  $(x,y)$ . Ao adicionar dois pontos de contorno, o é traçada um linha em vermelho, como mostrada na Figura 17. Esta possibilita o cálculo de integrais de linha, como será visto no próximo comando.

Figura 17 - Linha adicionada para cálculo da densidade de fluxo magnético.



Fonte: do autor.

- *mo\_lineintegral(type)* - Retorna o valor do tipo de integral de linha escolhida. O *software* apresenta 6 tipos de integral. Neste trabalho, utilizou-se somente a primeiro (0), que retorna densidade de fluxo no determinado contorno, para cálculo da perda no núcleo.
- *mo\_clearcontour* - Limpa a seleção de contorno.

Os demais comandos desta *toolbox* podem ser encontrados em Meeker (2018).

## 4 MODELO EMPÍRICOS PARA PERDAS NOS SEMICONDUTORES

Um modelo de identificação de caixa cinza, também conhecido como modelo de caixa cinza (do inglês, *gray-box model*), é uma abordagem intermediária entre um modelo de caixa preta (*black-box*) e um modelo de caixa branca (*white-box*) quando se trata de compreender e analisar um sistema ou processo (LJUNG, 1999).

Em um modelo de caixa preta, você tem acesso apenas às entradas e saídas do sistema, sem conhecimento interno sobre como o sistema opera. Por outro lado, em um modelo de caixa branca, você possui conhecimento detalhado sobre os componentes, regras e funcionamento interno do sistema.

Já um modelo de caixa cinza está em algum ponto intermediário. Ele oferece algum nível de conhecimento sobre o funcionamento interno do sistema, mas não chega a ser tão detalhado quanto um modelo de caixa branca. Pode ser comparado a ter acesso a algumas informações internas ou parciais do sistema, mas ainda não a todo o conhecimento detalhado. Ele combina uma estrutura formal do fenômeno com um modelo genérico baseado em dados (ROMERO; VÉLEZ; GÓMEZ-MENDOZA, 2019).

Em resumo, um modelo de identificação de caixa cinza busca encontrar um equilíbrio entre a capacidade de prever ou analisar um sistema e a quantidade de conhecimento interno disponível sobre esse sistema. Isso pode ser útil em situações em que se deseja obter informações mais profundas do que um modelo de caixa preta permitiria, mas sem a complexidade total de um modelo de caixa branca.

### 4.1 MOSFETs DE POTÊNCIA

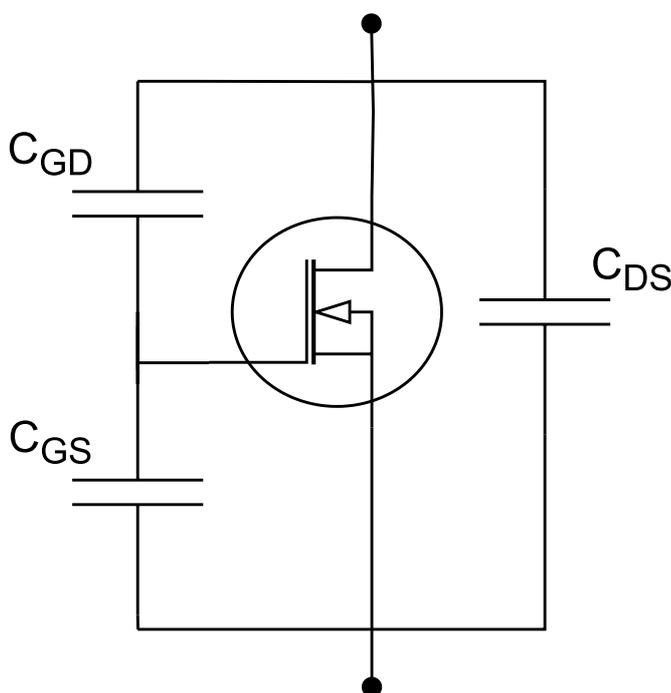
Os MOSFETs (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) de potência diferem em vários aspectos em comparação com os MOSFETs empregados em circuitos integrados. Enquanto estes últimos fazem uso de um canal lateral e posicionam seus terminais (porta, fonte e dreno) na mesma camada de silício, os MOSFETs de potência adotam uma arquitetura vertical para ampliar a capacidade de gerenciamento de energia. Essa abordagem vertical inclui uma camada adicional de semicondutor do tipo  $n^-$ , que confere ao MOSFET a capacidade de suportar tensões mais elevadas entre os canais dreno e fonte, sendo fundamental para aplicações de alta potência (RASHID et al., 2010) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2011) (BALIGA, 2010).

Na operação de um MOSFET de potência, várias considerações desempenham um papel crucial na comutação eficiente do dispositivo. Aspectos como a resistência de condução, o diodo de corpo e as capacitâncias de junção desempenham um papel fundamental. Quando o MOSFET opera na região de triodo (semelhante à saturação em um BJT), seu canal funciona como uma resistência variável linearmente em relação a  $V_{ds}$  (tensão entre dreno e fonte) e  $I_d$  (corrente dreno-fonte). Essa resistência resulta da

combinação das resistências do canal, de acesso e de deriva. Em aplicações que envolvem tensões acima de 400 V, a resistência de deriva se torna mais influente, determinando a queda de tensão direta no dispositivo e suas perdas gerais (PERRET, 2013).

Além disso, os MOSFETs de potência modernos incorporam um diodo de potência que fica entre a fonte e o dreno. Esse diodo de potência permite que uma corrente flua no sentido oposto, viabilizando o fluxo bidirecional de corrente pelo MOSFET. O diodo de potência também evita que o diodo intrínseco de corpo do MOSFET seja diretamente polarizado, já que ele não possui as características de condução e comutação desejadas. Outro fator crítico que molda o comportamento de comutação do MOSFET são as capacitâncias parasitas entre seus terminais. Essas capacitâncias incluem a capacitância porta-fonte ( $C_{GS}$ ), a capacitância porta-dreno ( $C_{GD}$ ) e a capacitância dreno-fonte ( $C_{DS}$ ). Cada uma dessas capacitâncias influencia a resposta do dispositivo em diferentes cenários de operação, afetando sua eficiência e desempenho global (PAULA, 2020). Estas são representadas na Figura 18.

Figura 18 - Representação do MOSFET incluindo as capacitâncias de junção



Fonte: Adaptado de Rashid et al. (2010).

Estas capacitâncias podem ser calculadas com os seguintes dados da folha de dados do componente:  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  e  $C_{rss}$ , que são as capacitâncias de entrada, de saída e transferência reversa, respectivamente. Pode-se então encontrar o valor das capacitâncias

parasitas por (PAULA, 2020):

$$C_{GD} = C_{rss} \quad (4.1)$$

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (4.2)$$

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (4.3)$$

As perdas no MOSFET de potência pode ser dividida em 2 tipos: por condução e por comutação. Essas perdas estão demonstradas no funcionamento desses dispositivos na Figura 1.

#### 4.1.1 Perdas por Condução

Segundo Hart (2010), a resistência de condução ( $r_{ds,on}$ ) aumenta consideravelmente com o aumento da temperatura de junção. Isso é mais uma justificativa para a utilização do modelo empírico, já que a temperatura de operação do conversor pode diferir da temperatura dos ensaios apresentados na folha de dados do componente. Assim, os novos ensaios apresentam resultados para a resistência de condução mais próximos das condições a serem utilizadas.

Normalmente, a potência dissipada em um MOSFET é calculada por:

$$P_{cond,M} = r_{ds,on} \cdot I_{rms}^2 \quad (4.4)$$

Assim, uma forma de melhorar esta estimativa seria obter o valor dessa resistência para um ponto de operação mais próximo do que se espera operar.

#### 4.1.2 Perdas por Comutação

A perda por comutação desempenha um papel significativo em circuitos de conversão de energia, como os circuitos *flyback*. Nos circuitos *flyback*, a energia é armazenada em um indutor acoplado durante o tempo em que o transistor está ligado e, em seguida, é liberada quando o transistor é desligado. Durante essa transição de ligado para desligado, ocorrem perdas de energia devido às correntes de comutação e às variações de tensão, como vista na Figura 1.

O método de cálculo das perdas por comutação em dispositivos MOSFET desempenha um papel central na avaliação das eficiências e dinâmicas desses componentes durante as transições entre os estados de condução e bloqueio. Essas perdas por comutação surgem devido ao tempo necessário para que o MOSFET mude de um estado para outro, o que implica em transições de corrente e tensão. Para calcular de maneira precisa as perdas por comutação em MOSFETs, é crucial considerar a taxa de variação da corrente e tensão durante a transição, levando em conta as capacitâncias intrínsecas do dispositivo e as

características da sua resposta dinâmica. Em VISHAY SILICONIX (2016), é apresentada a abordagem tradicional, utilizando equações de circuito analíticas e simplificadas, levando em consideração os dados do interruptor obtidas na folha de dados. Já em Barboza (2022), é utilizada as equações de Paula (2020) provindas de um modelo numérico que apresenta maior detalhamento da caracterização, que leva em consideração as perdas por entrada e saída de condução juntas.

A aplicação de métodos numéricos, como o modelo RCD (do inglês, *Resistive-Capacitive-Diode*), ou simulações detalhadas por meio de *softwares* de simulação de circuitos, como *LTspice*, possibilita uma estimativa precisa dessas perdas, desempenhando um papel vital no projeto otimizado de circuitos eletrônicos e na seleção de MOSFETs para aplicações que exigem eficiência energética e gerenciamento térmico aprimorados.

No contexto dos circuitos *flyback* DCM, geralmente, é mais comum focar na perda por comutação no desligamento do transistor. Isso ocorre porque a corrente que flui pelo enrolamento primário do transformador durante a condução do transistor acumula energia no campo magnético do transformador. Quando o transistor é desligado, essa energia é transferida para o enrolamento secundário, porém uma parcela dessa energia está armazenada na indutância de dispersão e não consegue ser transferida para o secundário. Essa energia faz com que seja necessário a utilização de um circuito *snubber* para dissipá-la sem sobrecarregar o interruptor. O *snubber* é projetado para grampear a tensão aplicada nos terminais dreno e fonte em um valor especificado. Logo, a tensão de grampeamento do *snubber* é a tensão em que o MOSFET irá comutar.

Assim, ao considerar principalmente a perda por comutação no desligamento do transistor em circuitos *flyback*, os projetistas podem entender melhor como a energia armazenada no transformador é dissipada durante a transição, permitindo a otimização do projeto para minimizar essas perdas e, conseqüentemente, melhorar a eficiência global do circuito de conversão de energia.

No trabalho Guedes (2013), é utilizada a equação abaixo, que obtida a partir de Dinwoodie (1999).

$$P_{comut} = \frac{C_{oss} \cdot f_s \cdot V_{DS,max}^2}{2} + V_{DS,max} \cdot I_{M,max} \cdot t_{ch} \cdot f_s \quad (4.5)$$

Onde:

- $V_{DS,max}$  é o valor máximo de tensão entre os terminais dreno e fonte (V);
- $I_{M,max}$  é o valor máximo de corrente que circula pelo MOSFET (A);
- $t_{ch}$  é o tempo de comutação médio do MOSFET (s).

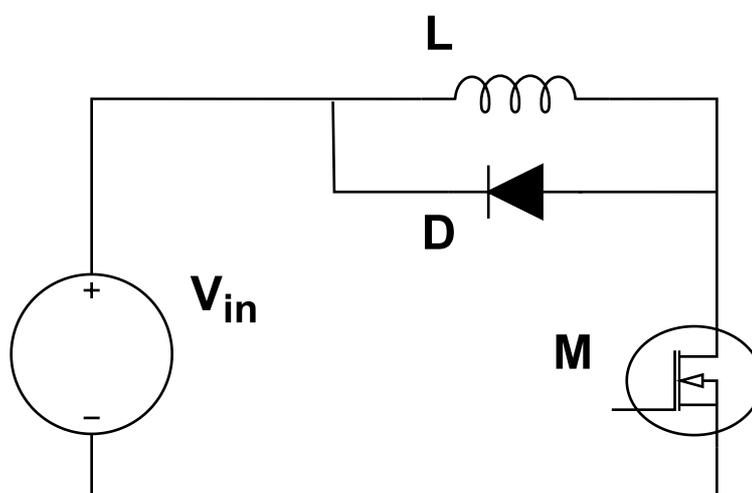
Com o intuito de aproximar a estimativa da potência dissipada do valor experimental, o trabalho apresenta a proposta do uso de um circuito de teste de duplo pulso para obtenção dos valores das perdas por comutação para o sistema empregado.

## 4.2 CIRCUITO DE DUPLO PULSO

Os circuitos de teste de duplo pulso (DPT, do inglês *Double Pulse Testing*) têm se destacado como uma abordagem eficaz para a avaliação das perdas em semicondutores. Como feito em Srijeeth, Mohanrajan e Vijayakumari (2021) para análise de performance de interruptores aplicados a inversores e, em Jones et al. (2015), para caracterização do comportamento de um HFET (do inglês, *heterojunction field-effect transistors*) GaN (Nitreto de Gálio).

Esse método envolve a aplicação de dois pulsos consecutivos em um dispositivo de teste, com um intervalo controlado entre eles. A primeira pulsação induz a ativação e a condução do dispositivo, enquanto a segunda pulsação ocorre durante esse estado de condução. Ao medir a diferença nas características elétricas e de potência entre os dois pulsos, é possível extrair informações precisas sobre as perdas no semicondutor sob condições reais de operação. Esse método oferece vantagens significativas em comparação com as abordagens convencionais (métodos analíticos), permitindo uma avaliação mais precisa e confiável das perdas e eficiência do dispositivo, contribuindo assim para o desenvolvimento otimizado de componentes semicondutores com melhor desempenho energético. Para este trabalho, foi utilizado um circuito como mostrado na Figura 19.

Figura 19 - Circuito para DPT



Fonte: do autor.

As técnicas de teste de pulso duplo são especialmente relevantes em um cenário em que a eficiência energética e a dissipação de calor são critérios cruciais para a operação bem-sucedida de dispositivos semicondutores. Ao fornecer *insights* detalhados sobre as perdas internas, esses circuitos de teste permitem que os engenheiros identifiquem áreas de melhoria no *design* dos componentes e otimizem os processos de fabricação. Além disso, ao simular condições operacionais reais por meio da aplicação de pulsos sequenciais, os testes de pulso duplo oferecem uma visão mais precisa das perdas dinâmicas, o que é particularmente valioso para dispositivos que operam em regimes de alta frequência ou em situações de transição rápida entre estados de condução e bloqueio.

### 4.3 PROJETO DA PCB

Uma Placa de Circuito Impresso (PCB, do inglês *Printed Circuit Board*) é uma base fundamental na eletrônica moderna, sendo um substrato que abriga e interconecta componentes eletrônicos de um circuito. O processo de confecção de uma PCB envolve várias etapas. Primeiro, um projeto esquemático é elaborado, definindo as conexões entre os componentes. Em seguida, o layout da PCB é criado, posicionando os componentes e traçando trilhas condutoras que ligam os pontos necessários. Para essas etapas, é preciso utilizar os *footprints* dos componentes. Existem diversas bibliotecas com esses dados já disponíveis. Porém, em alguns casos é necessário que seja feito o processo de criação do *footprint* de determinado componente. Para isso, é necessário fazer as medidas precisas da distância entre os pinos e, também, a medição da espessura dos pinos. Essa configuração é então impressa em uma folha de cobre sobre uma placa de material isolante. A placa é então submetida ao processo de usinagem que remove o cobre indesejado e deixa apenas as trilhas condutoras. Posteriormente, os componentes são soldados nas posições correspondentes e a placa é testada. (SILVA, 2016)

As PCBs permitem a miniaturização, organização e interconexão eficiente de circuitos complexos, viabilizando desde dispositivos eletrônicos cotidianos até sistemas de alta tecnologia. PCBs bem projetadas garantem um *layout* otimizado para a eficiência elétrica, minimizam interferências eletromagnéticas indesejadas e facilitam a montagem automatizada, acelerando a produção em escala. Além disso, as PCBs oferecem uma base sólida para prototipagem e iteração de designs, tornando o processo de desenvolvimento mais ágil.

Neste trabalho, buscou-se otimizar o tamanho das placas e o aproveitamento das placas para mais de uma aplicação. Foram feitas duas placas neste trabalho: uma com o circuito de potência (Figura 20) e outra com o *driver* de disparo (Figura 21).

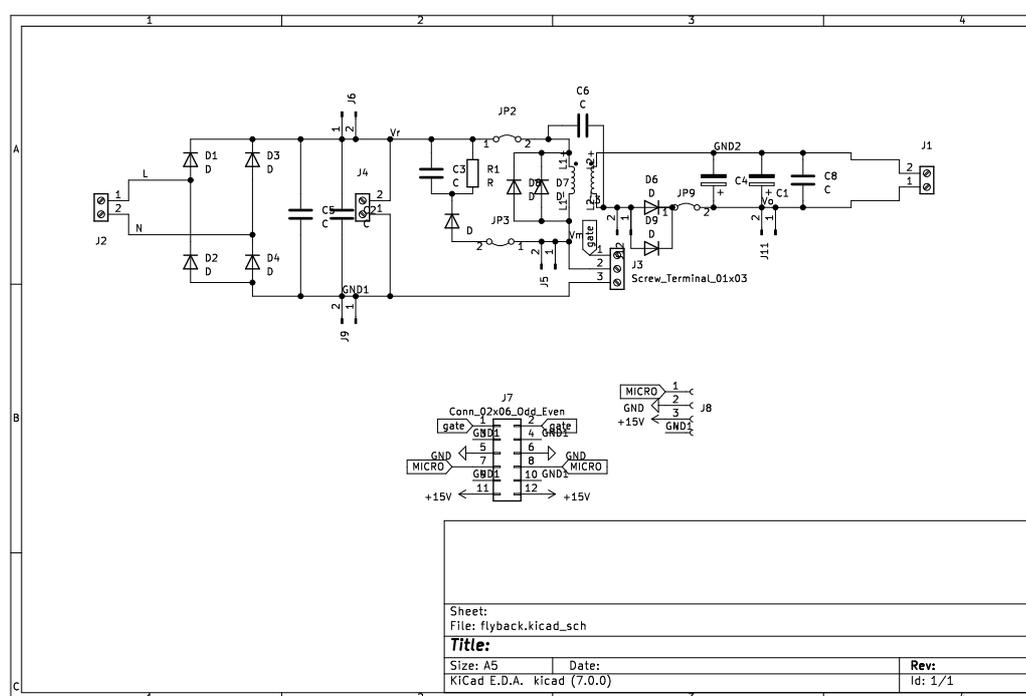
A primeira placa (Figura 20) foi projetada para operar em 3 aplicações diferentes:

- *Flyback* CC-CC;

- PFC (do inglês, *Power Factor Correction*) *Flyback*;
- Circuito DPT.

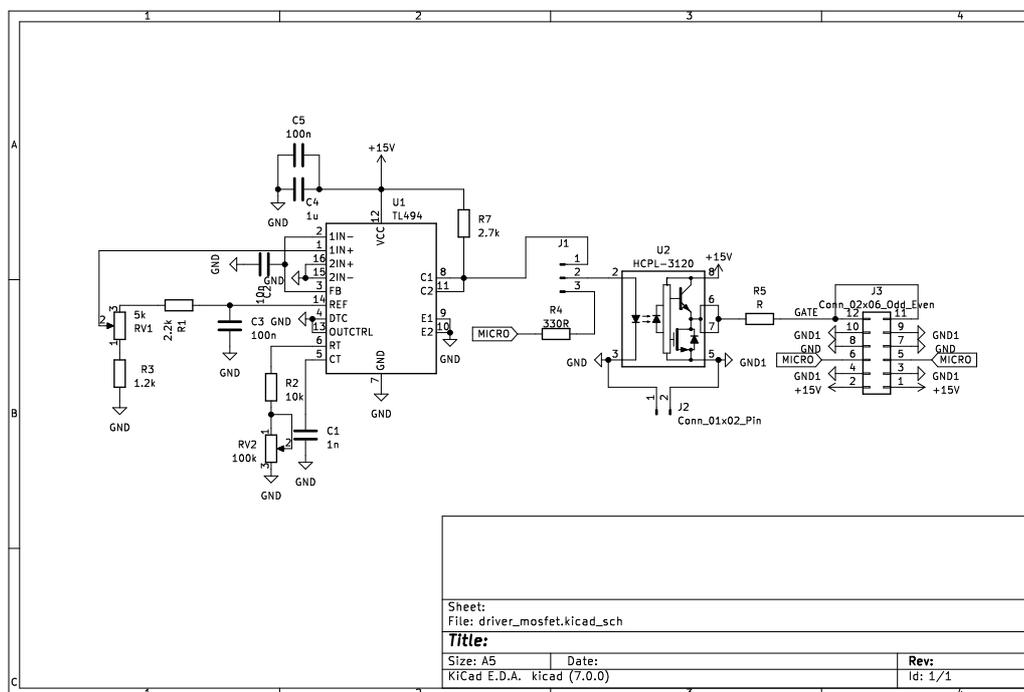
No trabalho, utilizou-se somente a primeira e a terceira aplicação. Mas já existe a possibilidade de utilizá-la como um PFC, ao soldar os diodos da ponte retificadora na entrada CA da placa. Esta placa também apresenta um barramento para receber os pulsos do *driver* para poder enviá-los ao interruptor e a possibilidade de utilizar diodos SMD ou PTH, ao adicionar dois *footprints*.

Figura 20 - Esquemático da PCB DPT/*flyback*



Fonte: do autor.

O *driver* de disparo, que se encontra na Figura 21, também apresenta variabilidade de operação. Ele pode operar tanto gerando os próprios pulsos através do dispositivo TL494C da *Texas Instruments* (TEXAS INSTRUMENTS, 1983), variando a razão cíclica e a frequência através de potenciômetros, quanto através dos pulsos gerados por algum microcontrolador. A troca de operação é alternando a posição de um *jumper* na placa. Para o isolamento da placa, é utilizado um *driver* optoacoplado HCPL-3120 na saída do *driver* de acionamento.

Figura 21 - Esquemático da PCB do *driver*

Fonte: do autor.

#### 4.4 MÉTODOS DE MEDIDA

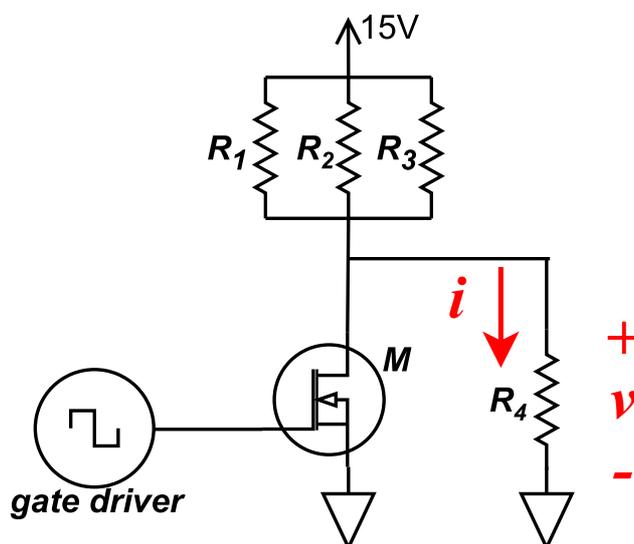
Ao trabalhar com osciloscópios, a precisão das medições é de vital importância para a análise de circuitos eletrônicos. A indutância parasita, resultante da presença de fios e conexões entre o osciloscópio e o ponto de medição, pode causar degradação nos resultados das medições, especialmente em cabos mais curtos e sinais de alta frequência. A solução para mitigar esse problema reside na escolha de sondas apropriadas. Essas sondas são projetadas para minimizar a área de laço formada pelos fios do cabo e das conexões, reduzindo assim a indutância parasita. Isso é especialmente relevante quando se lida com sinais de alta frequência, onde a indutância pode afetar a integridade do sinal e a precisão das leituras. Ao utilizar sondas otimizadas para cabos mais curtos, os engenheiros podem aprimorar a fidelidade das medições, permitindo análises mais precisas e confiáveis (BARBOZA, 2022) (ROHDE & SCHWARZ, 1983).

No entanto, mesmo com sondas adequadas, o processo de medição ainda pode ser afetado pelas diferenças de tempo entre os canais do osciloscópio, conhecidas como atraso de propagação. Essas discrepâncias podem surgir devido a várias razões, incluindo

comprimentos diferentes de cabos, impedâncias distintas dos canais e características das sondas. Para solucionar esse problema, entra em cena o processo de *de-skew*. O *de-skew* envolve ajustar o atraso de cada canal individualmente, alinhando as formas de onda para que eventos simultâneos ou sequenciais sejam corretamente correlacionados. Isso é crucial para obter análises precisas e interpretações corretas dos sinais capturados.

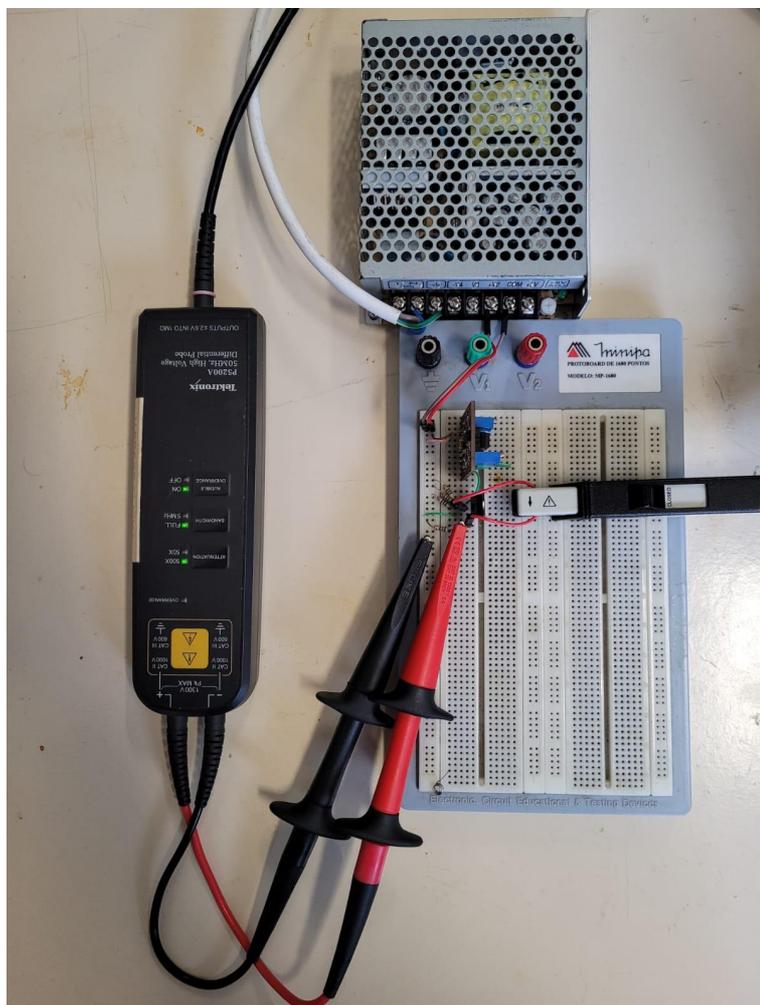
Diante disso, foi montado um circuito em *protoboard* para realizar a calibração das sondas. O esquemático do circuito é apresentado na Figura 22 e a montagem na Figura 23. Foram utilizados os valores de resistência de  $60\ \Omega$  para  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ , e  $68\ \Omega$  para  $R_4$ . O MOSFET ( $M$ ) utilizado foi o IRFZ48N.

Figura 22 - Circuito para calibração



Fonte: do autor.

Figura 23 - Montagem do circuito para calibração



Fonte: do autor.

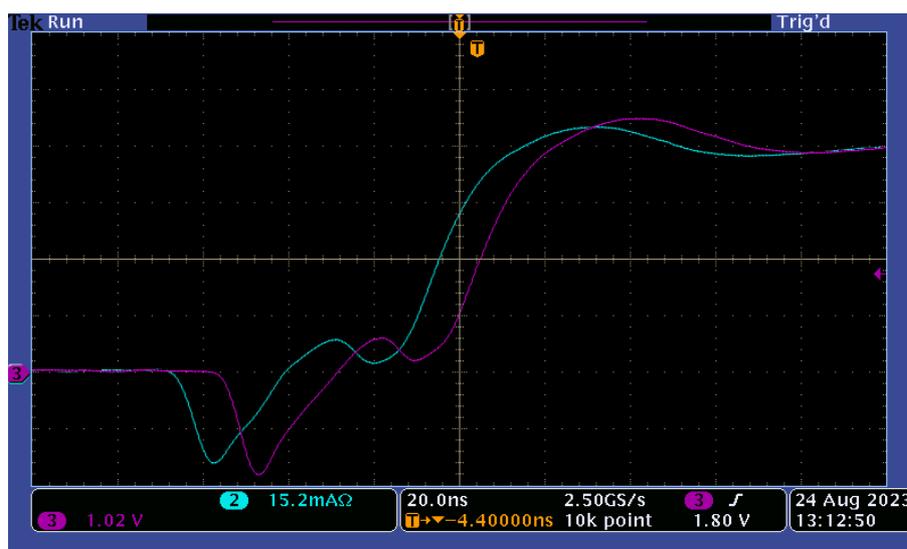
O processo de calibração foi feito conforme a Figura 23 mostra. Usando a configuração padrão do osciloscópio, são apresentadas as formas de onda de tensão (rosa) e corrente (azul) na Figura 24.

Figura 24 - Forma de onda sem calibração



Fonte: do autor.

Percebe-se que há um atraso da corrente em relação a tensão. Então, é feito o processo de *de-skew* oferecido pelo próprio osciloscópio, fornecendo ao equipamento os modelos das sondas utilizadas. O resultado desse processo é visto na Figura 25.

Figura 25 - Forma de onda com o *de-skew* do osciloscópio

Fonte: do autor.

É notório o atraso entre as formas de onda. Isso causaria em grandes erros de

medidas ao se calcular a potência dissipada na comutação. Por isso, é feito o processo manualmente para buscar coincidir a subida das formas de onda no mesmo instante. Feito o processo, são apresentadas as Figuras 26 e 27 com a calibração utilizada.

Figura 26 - Forma de onda com o *de-skew* feito



Fonte: do autor.

Figura 27 - Forma de onda ampliada com o *de-skew* feito



Fonte: do autor.

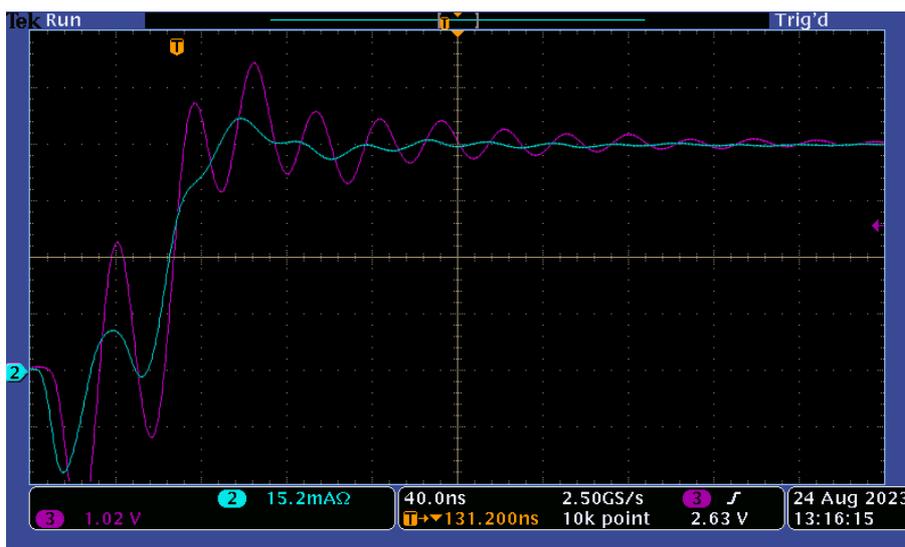
Outro ponto importante para a medida utilizando a sonda, é a minimização da indutância. A sonda tem a possibilidade de utilizar os cabos curtos ou longos, como visto na Figura 28. A mesma forma de onda da Figura 26 é apresentada na Figura 29, porém feita a medida de tensão com a sonda utilizando os cabos alongados.

Figura 28 - Sonda isolada de tensão com os cabos longos e curtos



Fonte: do autor.

Figura 29 - Forma de onda com os cabos longos



Fonte: do autor.

Pode-se notar uma ressonância de maior amplitude e menor amortecimento na Figura 29, devido a sua indutância. Isso compromete a medição e não possibilita ter

valores confiáveis. Comprova-se então, a importância do encurtamento dos cabos.

Em resumo, o uso de sondas apropriadas e a realização do processo de *de-skew* são dois elementos interligados que proporcionam medições mais precisas e confiáveis em osciloscópios. Essas práticas contribuem significativamente para a redução da indutância parasita e para a correção de atrasos de propagação, permitindo uma análise eficiente de circuitos eletrônicos em várias frequências e cenários de uso.

#### 4.5 RESULTADOS PARCIAIS

Feito o processo descrito anteriormente, foram feitos os ensaios. O objetivo destes ensaios é gerar as curvas de energia perdida no processo de comutação do MOSFET SPP08N80C3 para cada nível de tensão. Os níveis ensaiados foram variados de 100 V a 600 V com passo de 50 V. Essa tensão máxima de 600 V foi escolhida devido a limitação de tensão aplicada ao diodo. Aproveitando estes ensaios, também foram medidas as grandezas que possibilitariam maior precisão no cálculo das perdas por condução no MOSFET e no diodo.

Os pulsos para comando do MOSFET foram feitos pelo microcontrolador *TIVA<sup>TM</sup> C Series TM4C123G*, programado no *software Code Composer* em linguagem C. O código feito é apresentado no Anexo F. O primeiro pulso tinha a largura suficiente para magnetizar o indutor, calculado por:

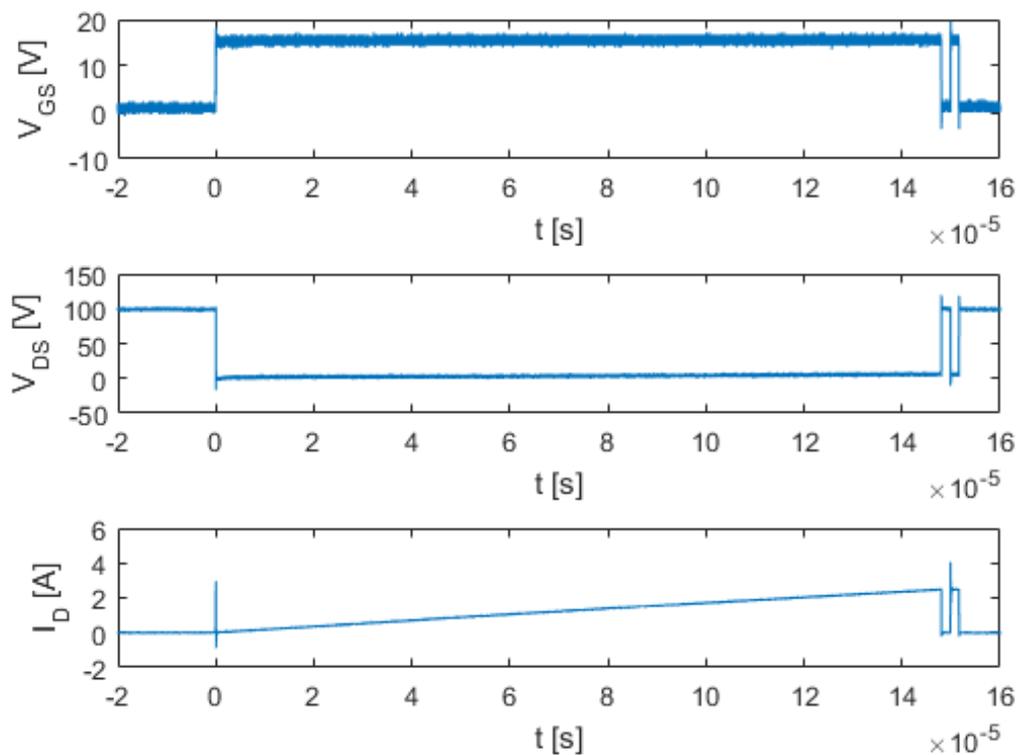
$$t_1 = \frac{L * I_p}{V_b} \quad (4.6)$$

Onde:

- $t_1$  é o tempo do primeiro pulso ( $s$ );
- $L$  é a indutância do circuito ( $H$ );
- $I_p$  é a corrente de pico no MOSFET ( $A$ );
- $V_b$  é a tensão de barramento ( $V$ ).

Logo depois, havia um bloqueio por  $1 \mu s$  e depois um novo pulso de mesma largura. A energia dissipada no desligamento foi medida ao final desse segundo pulso. Após esse processo, é dado um tempo de  $50 \mu s$  para o indutor descarregar. Esse processo é demonstrado na Figura 30, em que a primeira curva apresenta a tensão no *gate* ( $V_{GS}$ ) e a segunda, a tensão no dreno ( $V_{DS}$ ). Pode-se observar que o primeiro pulso é bem maior que o segundo. Isso é justificado ao observar a terceira curva, em que aparece o indutor sendo magnetizado com a subida gradual da corrente. Então é feito o segundo pulso com intervalos curtos para fazer a medição.

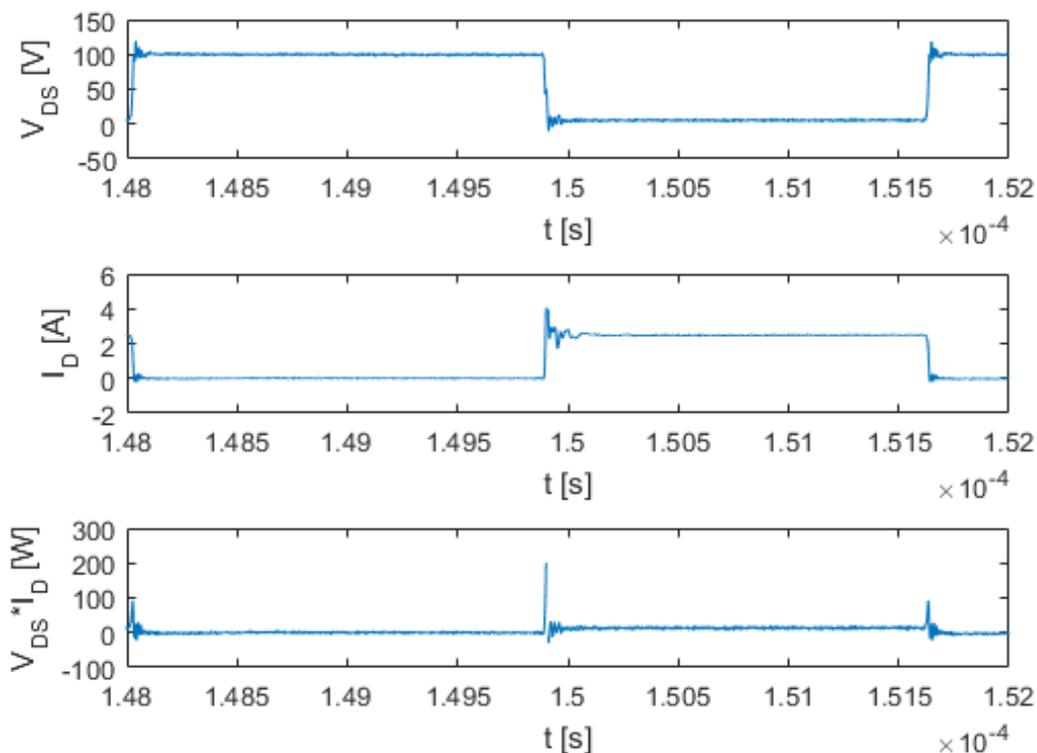
Figura 30 - Formas de onda do duplo pulso



Fonte: do autor.

Na Figura 31, é dado foco nos instantes de comutação. Percebe-se que há 3 transições, sendo a primeira e a terceira o desligamento do MOSFET, e a segunda, o desligamento. Fazendo a multiplicação, pode-se observar na terceira curva que há os picos de potência dissipada naquela comutação.

Figura 31 - Comutação no DPT



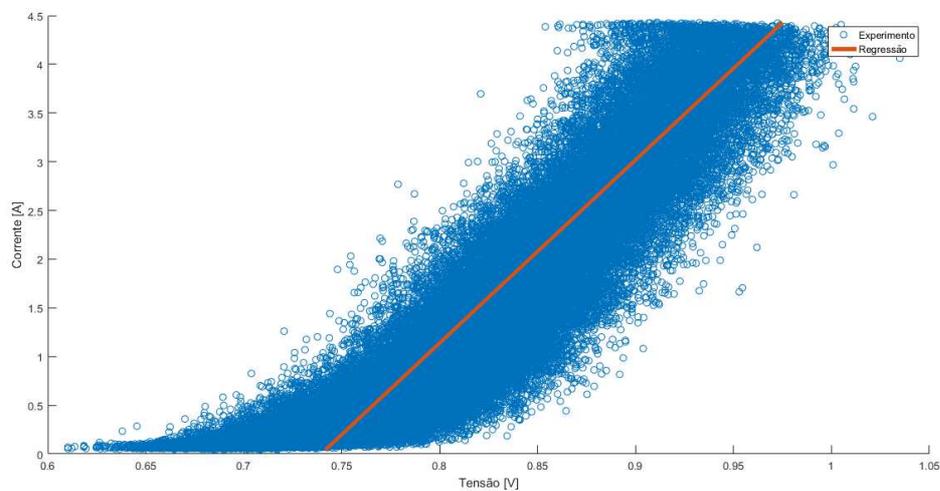
Fonte: do autor.

#### 4.5.1 Perdas por condução

Para o cálculo da perda por condução do MOSFET, são utilizadas a corrente eficaz que flui pelo interruptor enquanto está conduzindo e a resistência de condução. Feito os ensaios para diferentes condições de corrente, mediu-se a resistência para cada caso e utilizou-se uma média desses valores. Esse valor encontrado foi de  $1,7\Omega$ .

Já para o diodo, foi feito um ensaio e armazenado os seus dados para a construção da sua curva característica. Esta possibilita fazer uma regressão linear dos dados e encontrar os valores de tensão de polarização direta ( $V_{d0}$ ) e resistência dinâmica ( $r_{d0}$ ). A curva resultante do ensaio e sua regressão para o diodo C3D16065A são encontradas na Figura 32. Os valores encontrados pela regressão são encontrados na Tabela 9.

Figura 32 - Curva de operação do diodo

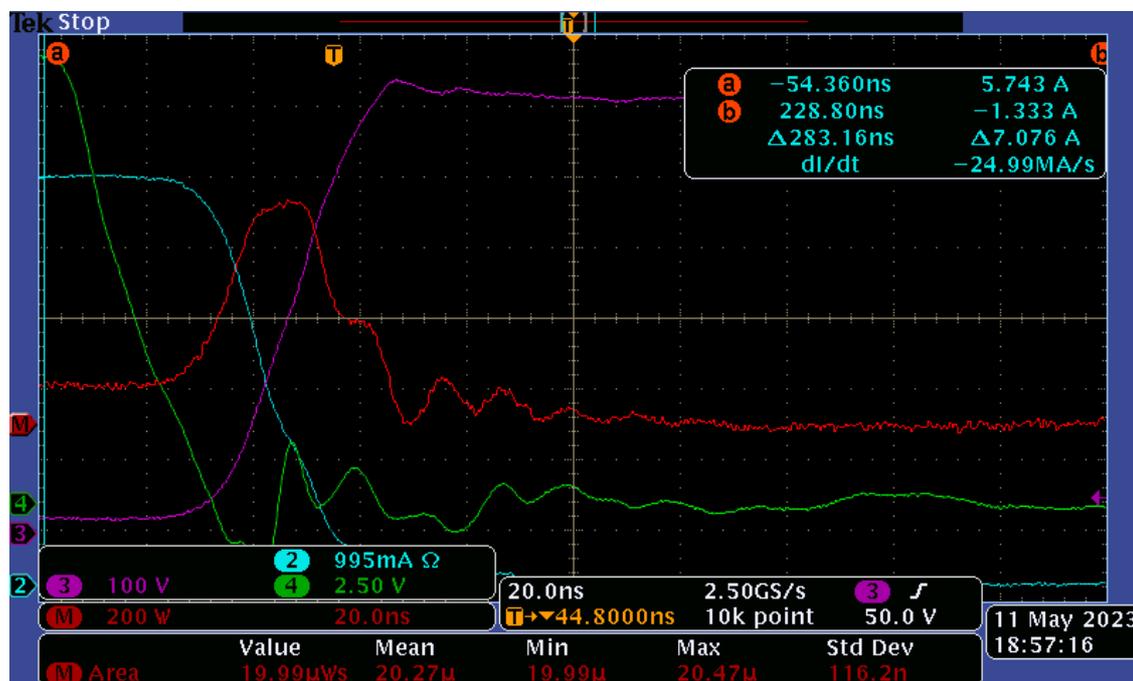


Fonte: do autor.

#### 4.5.2 Perdas por Desligamento

Como já dito anteriormente, o caso deste trabalho em que se utiliza um conversor *flyback*, as perdas por entrada em condução podem ser desprezadas. Portanto, a perda por comutação é medida somente no desligamento do MOSFET. Um exemplo de medida é apresentado na Figura 33.

Figura 33 - Medições no desligamento do MOSFET

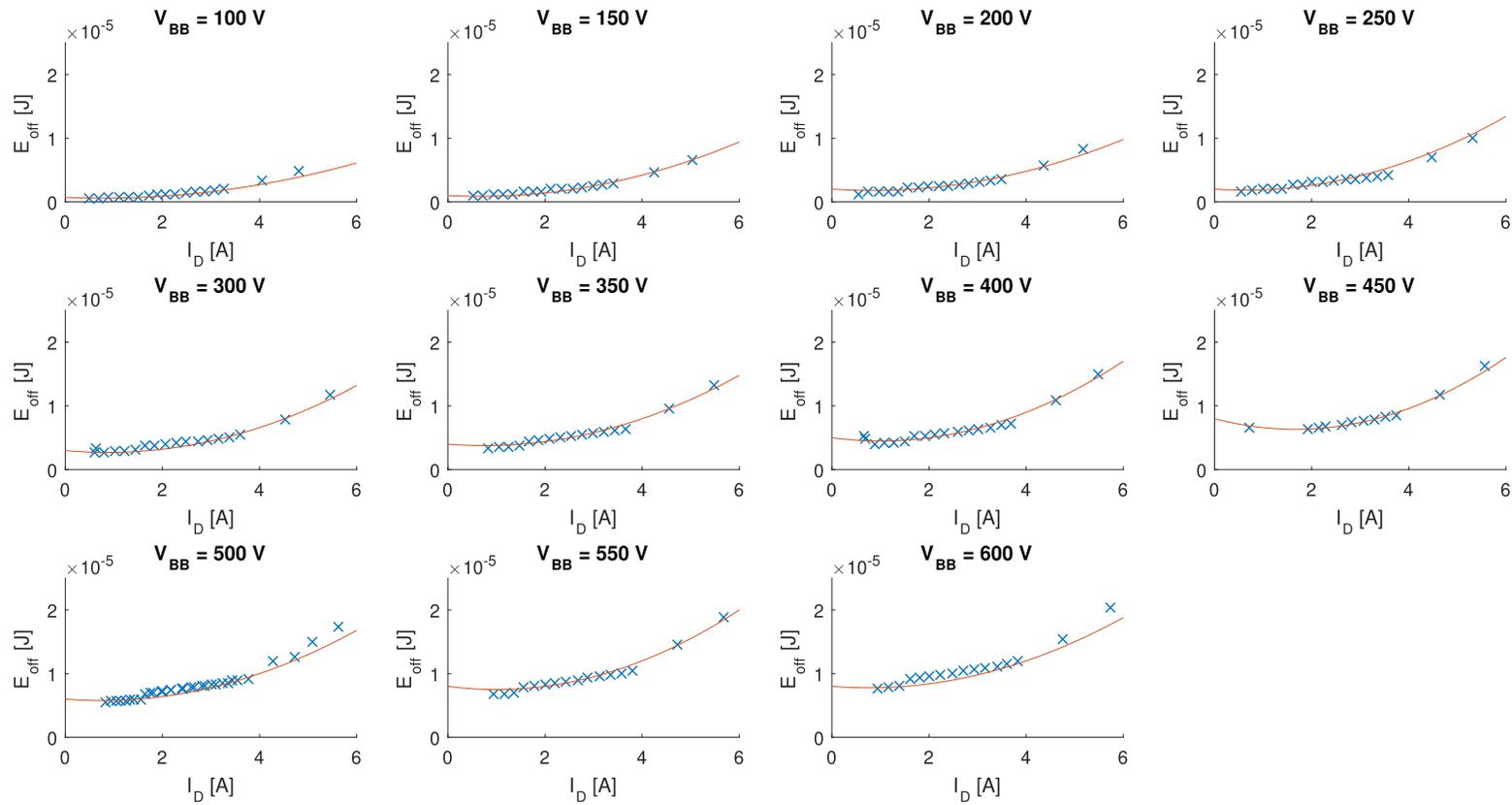


Fonte: do autor.

A Figura 34 apresenta as curvas da energia gasta em um desligamento do MOSFET. Cada gráfico dessa figura é referente a um nível de tensão aplicada ao MOSFET. Observando os pontos coletados (demonstrado por um  $x$  na cor azul nos gráficos), pode-se perceber que há um aumento não esperado em valores um pouco inferiores a 2 A. Isso acontece devido ao atenuador do osciloscópio entrar em operação a partir de uma escala, já que buscou-se preencher todo o espaço da tela do equipamento para uma melhor medida, como feito na Figura 33.

Com estes dados, é feita uma regressão quadrática (linha vermelha), como feita em Infineon Technologies (2002). A equação da curva é utilizada no projeto do conversor no capítulo de 5, de acordo com a tensão máxima definida. Todas as equações estão disponíveis da Tabela 8.

Figura 34 - Energia dissipada no desligamento do MOSFET



Fonte: do autor.

## 5 METODOLOGIA DE PROJETO EMPREGANDO SIMULAÇÃO MONTE CARLO

Neste capítulo, serão abordados os passos do projeto do conversor *flyback* com base nas estimativa de perdas nos componentes. Como um dos objetivos deste trabalho é explicitar a importância da escolha dos parâmetros de projeto e descobrir a influência de cada um deles no resultado final da eficiência, é utilizado a técnica de simulação de Monte Carlo para gerar resultados com parâmetros aleatórios de entrada e observar o comportamento da saída (perdas individuais e eficiência), frente a essa variação.

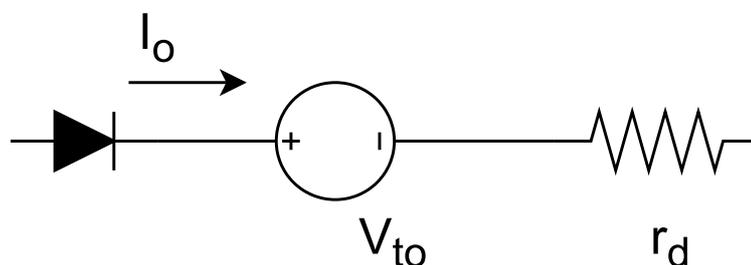
A carga a ser acionada nesse projeto é uma luminária LED (Diodo Emissor de Luz, do inglês, *Light Emitting Diode*), apresentada na Figura 35, que tem como parâmetros as informações contidas na Tabela 7, aproximando o LED como um circuito composto por uma fonte de tensão, um resistor e um diodo ideal, como na Figura 36.

Figura 35 - Luminária LED



Fonte: do autor.

Figura 36 - Aproximação do LED



Fonte: Adaptado de Ferraz (2019).

Tabela 7 – Parâmetros da luminária LED.

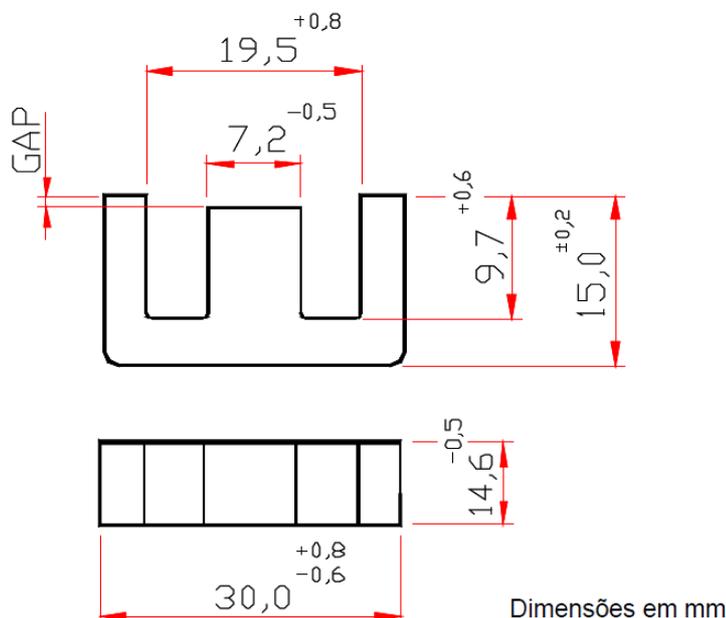
Símbolo	Descrição	Valor
$V_{to}$	Tensão do LED	132,93 V
$r_d$	Resistência interna do LED	20,16 $\Omega$
$I_o$	Corrente média do LED	350 mA

Além dos parâmetros de saída, a tensão de alimentação do conversor foi fixada em 250 V. Já a frequência de comutação ( $f_s$ ) e a relação de transformação ( $n$ ) são gerados aleatoriamente na faixa de 20 kHz e 100 kHz (para a frequência de comutação) e 0,2 e 5 (para a relação de transformação). Sendo assim, gerando diversas combinações de parâmetros e soluções para cada caso, o que se configura uma Simulação de Monte Carlo (SMC).

Outro parâmetro de escolha que é sorteado é a tensão de grampeamento do *snubber*. Essa tensão está totalmente ligada ao esforço no MOSFET, pois esta será a tensão máxima imposta no interruptor durante a operação do conversor. Por conta disso, limitou-se as possibilidades de sorteio entre os valores de 350 V e 600 V, em intervalos de 50 V. Lembrando que os ensaios feitos anteriormente levaram em consideração a tensão máxima suportada no diodo em questão (650 V).

Há também uma escolha aleatória do gap do núcleo do magnético. Essa escolha aleatória tem como objetivo mostrar também os efeitos de aumentar ou diminuir o gap, obedecendo às condições de saturação do núcleo. O modelo do núcleo utilizado foi o NEE-30/15/14 da Thornton. Suas dimensões são apresentadas na Figura 37.

Figura 37 - Dimensões do núcleo NEE-30/15/14



Fonte: Adaptado de THORNTON ELETRÔNICA LTDA. (2015).

As medidas foram dadas em milímetros (mm), e os *gaps* utilizados foram de 0,8 mm, 0,6 mm e 0,48 mm.

Então, feito o sorteio desses parâmetros, a primeira coisa a se calcular é a razão cíclica crítica ( $D_c$ ). Este valor é referente à razão cíclica em que o conversor operaria em modo de condução crítica, como mencionado no capítulo 2. Para isso, utiliza-se as seguintes equações (POMILIO, 2018):

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (5.1)$$

$$D_c = \frac{n \cdot M}{n \cdot M + 1} \quad (5.2)$$

Para garantir a operação do conversor em modo de condução contínua (DCM), utilizou-se um ganho ( $k_{crit}$ ) de 0,95 para que a razão cíclica ( $D$ ) seja 95% do valor crítico. Sendo assim, tem-se:

$$D = k_{crit} \cdot D_c \quad (5.3)$$

Com o valor da razão cíclica definido, pode-se calcular a indutância de magnetização do indutor acoplado utilizando o valor sorteado da frequência.

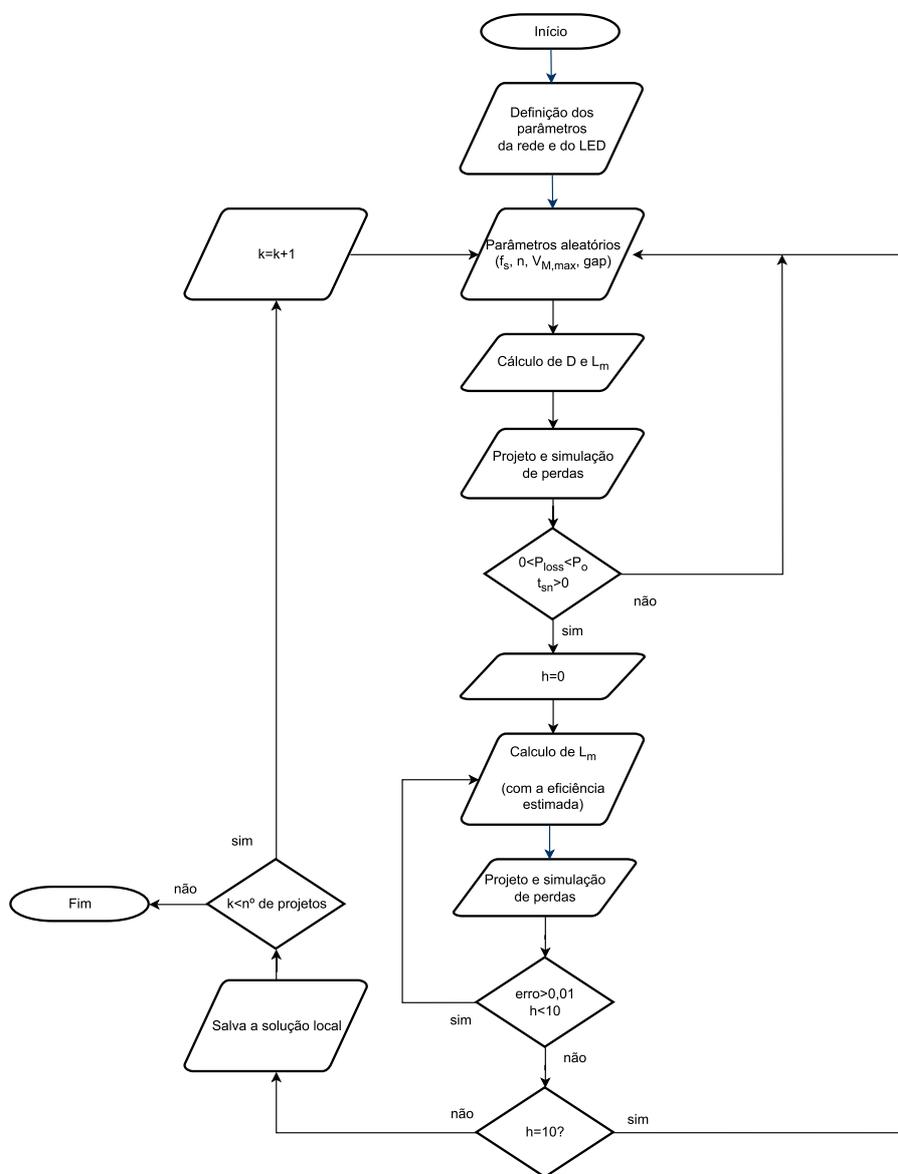
$$L_m = \eta \cdot \frac{D^2 \cdot V_{in}^2}{2 \cdot f_s \cdot P_o} \quad (5.4)$$

Onde:

- $\eta$  é a eficiência;
- $L_m$  é a indutância de magnetização (H);
- $P_o$  é a potência de saída (W)

A Figura 38 apresenta o fluxograma de projeto e as iterações para que seja feita a Simulação de Monte Carlo.

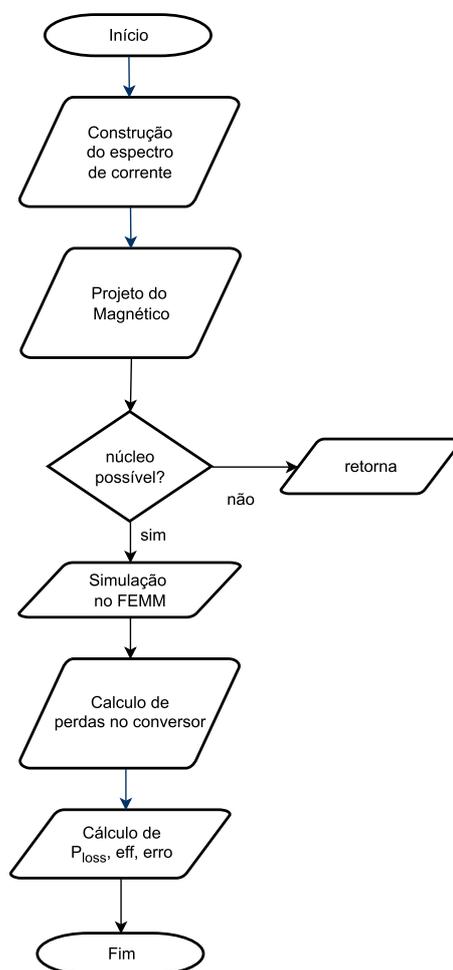
Figura 38 - Fluxograma da Simulação de Monte Carlo.



Fonte: do autor.

O bloco de projeto e simulação de perdas é apresentado através de outro fluxograma (Figura 39) em que é dividido em funções que serão abordadas nos próximos tópicos deste capítulo.

Figura 39 - Fluxograma do bloco de projeto e simulação de perdas.



Fonte: do autor.

O código que faz a Simulação de Monte Carlo, incluindo as funções que serão abordadas nas próximas seções, encontra-se no Anexo A.

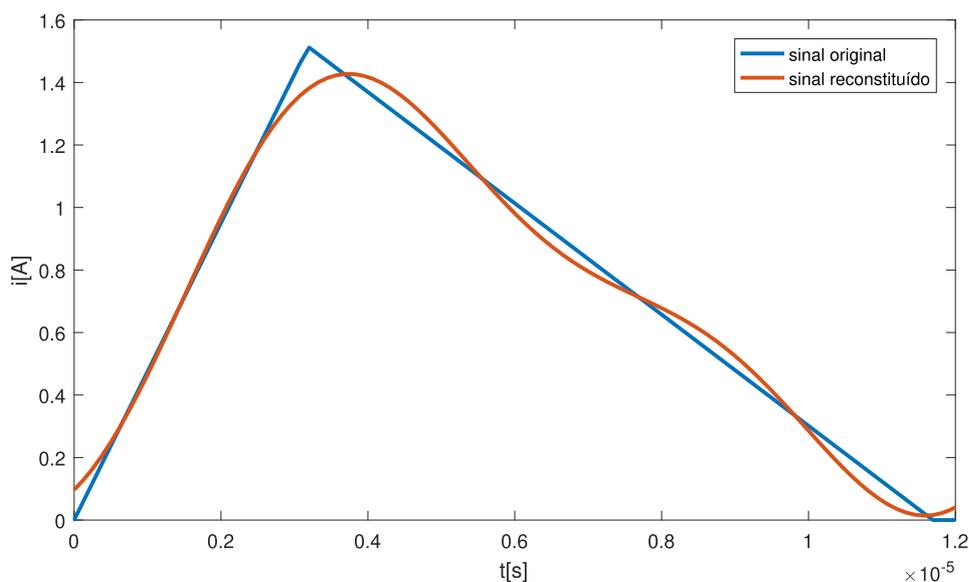
## 5.1 RECONSTRUÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE

Até aqui, estão as disposições gerais do projeto para o conjunto de soluções. Para entrar na parte das estimativas das perdas nos componentes, é necessário fazer a reconstrução harmônica da corrente que flui no elemento magnético.

Essa reconstrução é feita através da transformada de Fourier. Ela possibilita saber a amplitude das corrente harmônicas e, também, a sua frequência. E, assim, simular o elemento magnético no FEMM para cada harmônica escolhida e somar as perdas no núcleo e no cobre do magnético (HURLEY; GATH; BRESLIN, 2000).

Para limitar a quantidade de harmônicas, adotou um limite que sua energia somada chegasse a taxa de 99,9% da energia total. Com isso, são eliminadas muitas harmônicas que contribuem pouco para o resultado final e que exigiriam muito mais esforço computacional. O exemplo de um sinal reconstituído é mostrado na Figura 40.

Figura 40 - Sinal reconstituído pela função no MATLAB.



Fonte: do autor.

Esta função criada também possibilita o cálculo dos valores eficazes das correntes no primário e secundário, facilitando os cálculos de outras variáveis nos próximos passos. O código que é apresentado no Anexo B, é referente a essa reconstrução das correntes.

## 5.2 PROJETO DO ELEMENTO MAGNÉTICO DO *FLYBACK*

Antes de calcular as perdas no magnético, é necessário fazer o projeto adequado para atender às condições estabelecidas (relação de transformação ( $n$ ), a frequência de comutação ( $f_s$ ) e o núcleo). Os seguintes passos baseiam-se no trabalho de Silva (2019).

O núcleo escolhido traz consigo a medida do gap e o valor do fator de indutância ( $A_l$ , dado em H/e<sup>2</sup>), que é a indutância por unidade de espira. A medida do gap será utilizada na simulação por elementos finitos, e o fator de indutância será utilizado para o cálculo da relutância ( $R_t$ , dado em A/Wb). Este cálculo se dá por:

$$R_t = \frac{1}{A_l} \quad (5.5)$$

Este resultado possibilita a definição do número de espiras no primário ( $N_1$ ):

$$N_1 = \sqrt{L_m \cdot R_t} \quad (5.6)$$

E no secundário ( $N_2$ ):

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (5.7)$$

Utilizando a relação de transformação 1 :  $n$ . Vale destacar que é feito o truncamento destes dois valores para trabalhar com valores inteiros de espiras. Calculado o número de espiras, é preciso verificar se a densidade de fluxo magnético satura o núcleo. Normalmente, utiliza-se uma densidade de fluxo de no máximo 0,3 T. Para isso, tem-se:

$$NI_{total} = I_{1,max} \cdot N_1 \quad (5.8)$$

$$\phi = \frac{NI_{total}}{R_t} \quad (5.9)$$

$$B = \frac{\phi}{A_c} \quad (5.10)$$

Onde:

- $NI_{total}$  é a força magnetomotriz (A);
- $I_{1,max}$  é a corrente máxima que flui no primário do magnético(A);
- $\phi$  é fluxo magnético (Wb);
- $B$  é a densidade de fluxo magnético que flui pela perna central(T);
- $A_c$  é a área transversal da perna central(m<sup>2</sup>).

A corrente máxima no primário do magnético é calculada como na equação 2.7:

$$I_{1,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_m \cdot f_s} \quad (5.11)$$

Já no secundário, tem-se:

$$I_{2,max} = n \cdot I_{1,max} \quad (5.12)$$

Obedecendo a regra de saturação do núcleo, inicia-se então o projeto dos condutores do transformador. É calculada a seção máxima ( $S_{max}$ ) do condutor através da profundidade de penetração( $\delta$ ), para evitar o efeito *skin* (SILVA, 2019). Matematicamente:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{2\pi \cdot f_s \cdot \mu_0}} \quad (5.13)$$

$$S_{max} = \pi \cdot \delta^2 \quad (5.14)$$

Onde:

- $\rho$  é a resistividade do cobre (17,3 nΩ m);
- $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do ar ( $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H m<sup>-1</sup>).

Para cada enrolamento, calcula-se a seção do condutor necessária para conduzir a corrente do projeto. Utiliza-se então o valor eficaz da corrente calculado na reconstrução harmônica. Tem-se então:

$$S_1 = \frac{I_{1,rms}}{J_{max}} \quad (5.15)$$

$$S_2 = \frac{I_{2,rms}}{J_{max}} \quad (5.16)$$

Onde:

- $J_{max}$  é a densidade de corrente máxima no cobre (5 MA m<sup>-2</sup>);
- $S_1$  e  $S_2$  são as seções dos condutores do primário e secundário, respectivamente (m<sup>2</sup>);
- $I_{1,rms}$  e  $I_{2,rms}$  são os valores eficazes das correntes do primário e secundário, respectivamente (A).

Nos casos em que a seção do fio necessário é menor que a seção máxima, utiliza-se somente um condutor para se fazer aquele enrolamento. Já nos casos em que a seção necessária é maior que a máxima, é necessário que haja a junção dos fios máximos. Essa junção é feita através do trançamento dos condutores.

Para se definir a quantidade de condutores a serem trançados, utiliza-se a seguinte equação:

$$n_{cond} = \frac{S}{S_{max}} \quad (5.17)$$

Onde:

- $n_{cond}$  é o número de condutores;
- $S$  é a seção do fio (m<sup>2</sup>).

O resultado dessa equação é arredondado para cima, sempre com números inteiros. E a seção do fio é convertida para o padrão AWG (do inglês, *American Wire Gauge*), pelas equações (SETTE, 2015):

$$dn = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}} \cdot 10^3 \quad (5.18)$$

Que é a equação para definir o diâmetro do condutor ( $dn$ ), em milímetros (mm).  
E:

$$awg = -39 \cdot \frac{\ln \frac{dn}{0,127}}{\ln 92} + 36 \quad (5.19)$$

Como no padrão AWG é aceito somente números inteiros, é feito um truncamento do resultado desta equação. Sendo assim, o projeto do transformador está completo, pois seu núcleo foi validado e foram definidos os número de condutores e a sua bitola para os enrolamentos. Todo esse procedimento é feito via código, como mostrado no Anexo C.

### 5.3 SIMULAÇÃO NO FEMM

O *software* FEMM é utilizado para simular o magnético projetado e estimar algumas características deste componente. Foi utilizado o método *double 2D* (PRIETO et al., 1997), para melhor aproximar a simulação da realidade, já que o *software* trabalha somente com desenhos em duas dimensões.

Através da comunicação entre o MATLAB e o FEMM, são simuladas as duas vistas magnético para obter os valores de indutância de própria e mútua. Esses valores são obtidos através da excitação do primário e secundário separadamente. Somando os valores das simulações de vista frontal e lateral, tem-se os valores totais destas indutâncias.

Com estes valores, é possível calcular o coeficiente de acoplamento do magnético por (ERICKSON, 1997):

$$k_c = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \quad (5.20)$$

Onde:

- $k_c$  é o coeficiente de acoplamento;
- $L_{12}$  é a indutância mútua (H);
- $L_{11}$  e  $L_{22}$  são as indutâncias próprias do primário e secundário, respectivamente (H).

Com isso, é possível determinar a indutância de magnetização ( $L_m$ ) e de dispersão ( $L_{lk}$ ) por (ALLSTAR MAGNETICS, 2022):

$$L_m = k_c \cdot L_{11} \quad (5.21)$$

$$L_{lk} = (1 - k_c) \cdot (L_{11} + n^2 L_{22}) \quad (5.22)$$

Para definir as perdas referentes ao magnético, é utilizada a vista frontal, como na Figura 10. Esta é simulada para cada frequência das harmônicas selecionadas e excitando o circuito com a amplitude de corrente. Para cada simulação, é colhido o valor da perda no cobre e no núcleo.

Para as perdas no cobre, seleciona-se os retângulos que representam os condutores e utiliza a função *mo\_blockintegral(type)* com a opção 6, referente às perdas totais neste bloco. O valor que retorna é corrigido por um ganho para compensar o comprimento de cobre não visto por ser um desenho 2D.

O cálculo desse ganho baseia-se em encontrar os comprimentos médios por volta (MLT, do inglês *mean length per turn*) do magnético real e da vista simulada no FEMM. Os parâmetros  $P_1$  e  $P_2$  são os perímetros do carretel e da parte externa do enrolamento, respectivamente. Estes são calculados por:

$$P_1 = 2 \cdot w_c + 2 \cdot d_c \quad (5.23)$$

$$P_2 = P_1 + 2 \cdot \pi \cdot R \quad (5.24)$$

Onde:

$$R = b_1 + b_2 + b_f \quad (5.25)$$

Onde:

- $w_c$  é a largura do carretel (m);
- $d_c$  é a profundidade do carretel (m);
- $b_1$  é a espessura do enrolamento primário (m);
- $b_2$  é a espessura do enrolamento secundário (m);
- $b_f$  é a espessura da fita que separa os enrolamentos (m).

O MLT do magnético é dado por (ESLAMIAN; KHAREZY; THIRINGER, 2021):

$$MLT = \frac{P_1 + P_2}{2} \quad (5.26)$$

Já o MLT visto pelo FEMM é calculado por:

$$MLT_{FEMM} = 2 \cdot d_n \quad (5.27)$$

Onde:

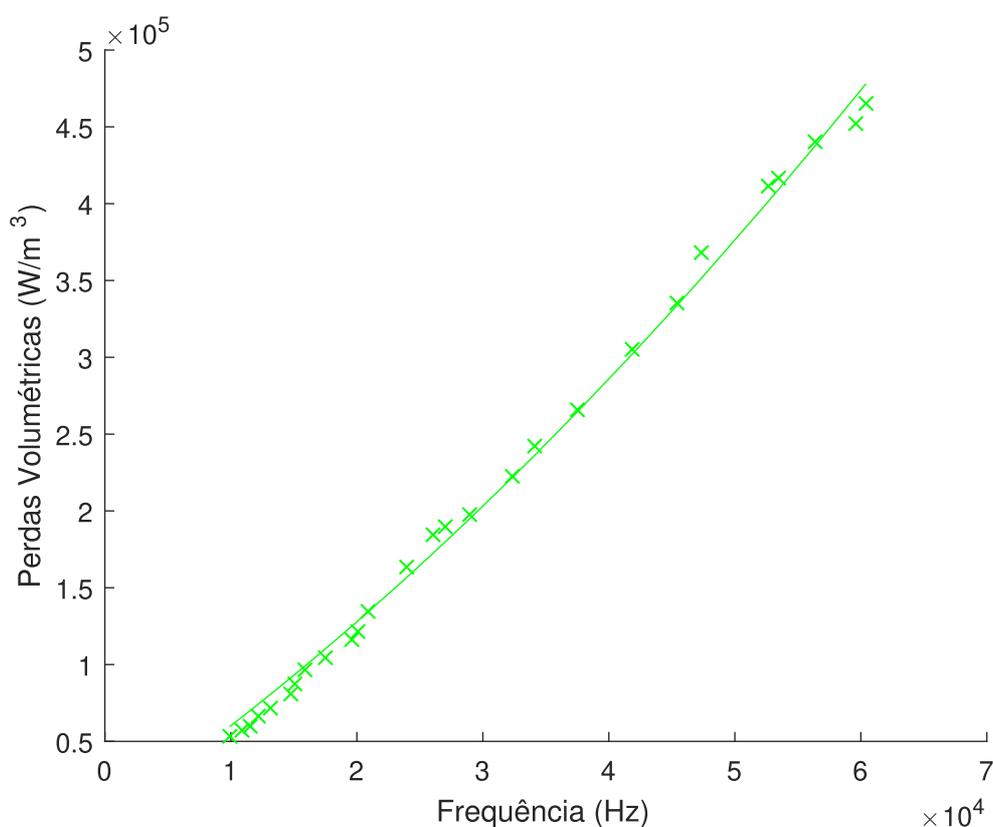
- $d_n$  é a profundidade do núcleo (m).

O ganho ( $k_{cobre}$ ) então é a razão entre o MLT real e o MLT visto pelo FEMM. Logo:

$$k_{cobre} = \frac{MLT}{MLT_{FEMM}} \quad (5.28)$$

Para as perdas no núcleo, foi feita uma regressão dos dados do fabricante para o material IP12R da Thornton (THORNTON ELETRÔNICA LTDA., 2015), com densidade de fluxo igual a 0,2T, mostrada na Figura 41.

Figura 41 - Regressão da curva de perdas no material IP12R



Fonte: Adaptado de THORNTON ELETRÔNICA LTDA. (2015).

Com essa regressão, é retirada os ganhos da equação estimativa das perdas por histerese e por correntes parasitas. Tendo, portando, a seguinte equação (BARBI, 2002):

$$P_{nucleo} = k_h \cdot f \cdot V \cdot B^2 + k_f \cdot f^2 \cdot V \cdot B^2 \quad (5.29)$$

Onde:

- $k_h$  e  $k_f$  são os ganhos vindos da regressão (140,9782 e  $941.93 \cdot 10^{-6}$ , respectivamente);
- $f$  é a frequência simulada (Hz);
- $V$  é o volume do núcleo ( $m^3$ );
- $B$  é a densidade de fluxo magnético (T).

Utilizando então as integrais de linha que o *software* fornece e também o volume calculado pela função de integral, é possível calcular as perdas no núcleo para cada caso simulado.

Colhidas as perdas no núcleo e no cobre para cada harmônica, o valor total para cada tipo é a soma da parte real de cada simulação. O código que foi utilizado para construir e simular o magnético encontra-se no Anexo D.

## 5.4 PERDAS NOS SEMICONDUTORES

### 5.4.1 Perdas no MOSFET

As perdas no MOSFET são divididas em 2 tipos: por condução e por comutação. A perda por comutação normalmente traz maiores dificuldades para a estimativa devido às diversas não-linearidades envolvidas. Por conta disso, foi utilizados dados dos ensaios do DPT para definir a quantidade de energia despendida em cada comutação. Lembrando que no caso do *flyback* DCM, não há perda na entrada em condução pois a etapa de descontinuidade faz com que não haja corrente neste instante, que é um caso de ZCS (do inglês, *Zero Current Switching*).

Sendo assim, diante dos ensaios feitos e os resultados mostrados no capítulo 4, é possível estimar a energia de cada comutação utilizando os valores da tensão de grampeamento e a corrente máxima no primário. Estes valores são referentes ao valor do instante em que ocorre o desligamento do interruptor. As equações para o cálculo da energia são mostradas na Tabela 8 para cada nível de tensão.

Sabendo a energia despendida ( $E_{off}$ ), dada em J (Joule), de cada comutação, é possível calcular a perda de potência no interruptor. Para isso, tem-se:

$$P_{comut} = E_{off} \cdot f_s \quad (5.30)$$

Tabela 8 – Equações para energia despendida na comutação.

Tensão de Grampeamento	Equação
100V	$E_{off} = 3 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 8 \cdot 10^{-7} I_{1,max} + 9 \cdot 10^{-7}$
150V	$E_{off} = 3 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 1 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 1 \cdot 10^{-6}$
200V	$E_{off} = 4 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 1 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 2 \cdot 10^{-6}$
250V	$E_{off} = 5 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 1 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 2 \cdot 10^{-6}$
300V	$E_{off} = 4 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 1 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 3 \cdot 10^{-6}$
350V	$E_{off} = 5 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 2 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 4 \cdot 10^{-6}$
400V	$E_{off} = 5 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 2 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 5 \cdot 10^{-6}$
450V	$E_{off} = 5 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 1 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 5 \cdot 10^{-6}$
500V	$E_{off} = 6 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 2 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 7 \cdot 10^{-6}$
550V	$E_{off} = 6 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 3 \cdot 10^{-6} I_{1,max} + 8 \cdot 10^{-6}$
600V	$E_{off} = 5 \cdot 10^{-7} I_{1,max}^2 - 2 \cdot 10^{-7} I_{1,max} + 8 \cdot 10^{-7}$

Onde:

- $P_{comut}$  é a perda por comutação no MOSFET em Watts (W);
- $E_{off}$  é a energia perdida em um desligamento em Joules (J).

Já a perda por condução é calculada utilizando a corrente eficaz e a resistência de condução ( $r_{ds,on}$ ) entre o dreno e a fonte do MOSFET. O cálculo se dá por:

$$P_{cond,M} = r_{ds,on} \cdot I_{1,rms}^2 \quad (5.31)$$

#### 5.4.2 Perdas no Diodo do Secundário

Para o diodo do secundário, as comutações podem ser desconsideradas por conta do funcionamento do conversor. Para a perda por condução, foi feito um ensaio para tirar as características do diodo utilizado que foi um C3D16065A. Os parâmetros do diodo se encontram na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do diodo do secundário.

Símbolo	Descrição	Valor
$r_{d0}$	Resistência dinâmica do diodo	53,2mΩ
$V_{d0}$	Tensão de polarização direta	0,7394V

Como esse diodo foi modelado como uma fonte de tensão, um resistor e um diodo ideal, assim como feito com o LED, a sua perda por condução é calculada por:

$$P_{cond,D} = r_{d0} \cdot I_{2,rms}^2 + V_{d0} \cdot I_{2,medio} \quad (5.32)$$

Onde:

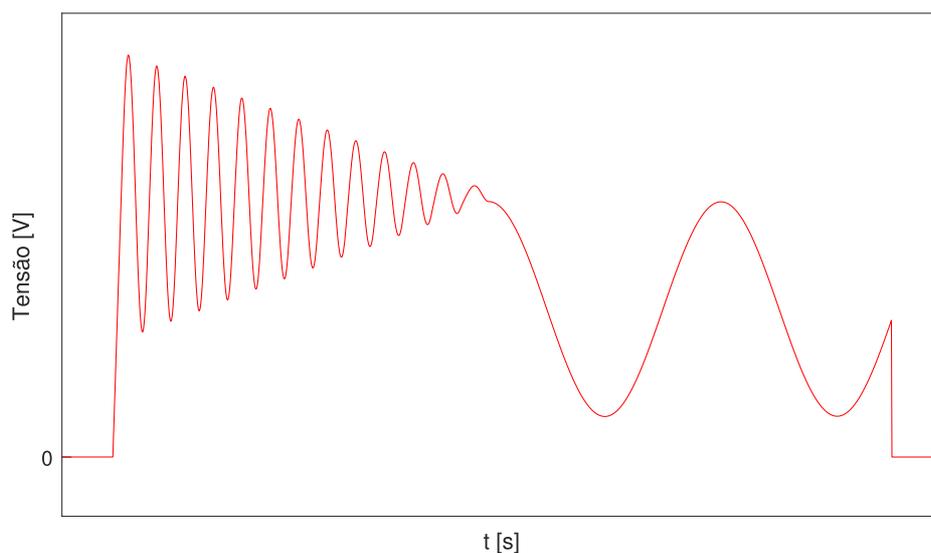
- $I_{2,rms}$  é a corrente eficaz que flui pelo diodo (A);
- $I_{2,medio}$  é a corrente média que flui pelo diodo (A).

É importante frisar que no código, as perdas por condução no MOSFET e no diodo foram somadas e armazenadas em somente uma variável referente a esse tipo de perda.

## 5.5 PROJETO DO *SNUBBER*

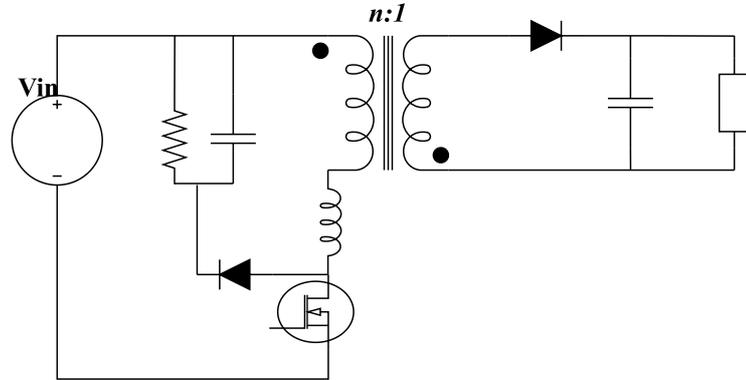
A necessidade do circuito *snubber* se dá pela ressonância causada entre a indutância de dispersão ( $L_{lk}$ ) e a capacitância de saída do MOSFET ( $C_{oss}$ ). Esta ressonância causa um elevado pico de tensão no instante do desligamento do interruptor, como mostrado na Figura 42. Esta alta tensão pode extrapolar o limite de tensão suportada pelo componente e acabar danificando-o.

Figura 42 - Ressonância na comutação



Fonte: do autor.

Por conta disso, o *snubber* é projetado para grampear a tensão em determinado valor e diminuir o esforço no MOSFET. Existem algumas topologias de *snubber*. Neste trabalho, será utilizada a topologia RCD, em que se baseia na utilização de um resistor ( $R_{sn}$ ), um capacitor ( $C_{sn}$ ) e um diodo ( $D_{sn}$ ). Esta é uma solução mais robusta e econômica, que pode ser colocada diretamente no interruptor ou através do lado primário do transformador (TIBOLA; LEMMEN; DUARTE, 2016). Esta topologia é mostrada na Figura 43 em um conversor *flyback*.

Figura 43 - *Flyback* com *snubber*

Fonte: do autor.

Para projetar os componentes do *snubber*, são necessários alguns dados. Para início, é necessário calcular a indutância própria do primário ( $L_{11}$ ). Ela pode ser calculada através da divisão entre o coeficiente de acoplamento ( $k_c$ ) e a indutância de magnetização. Matematicamente:

$$L_{11} = \frac{L_m}{k_c} \quad (5.33)$$

Sendo que este coeficiente foi calculado nas simulações do por elementos finitos, assim como a indutância de dispersão, que será utilizada nos próximos passos. Os próximos passos são descritos de acordo com Koo (2006). A corrente de pico no MOSFET é dada por:

$$I_{M,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_{11} \cdot f_s} \quad (5.34)$$

A tensão aplicada no *snubber* é calculada por:

$$V_{sn} = V_{M,max} - V_{in} \quad (5.35)$$

Onde:

- $V_{sn}$  é a tensão aplicada no *snubber* (V);
- $V_{M,max}$  é a tensão de grampeamento do *snubber* (V).

Estes valores são utilizados para calcular o tempo de grampeamento ( $t_{sn}$ ) através da seguinte equação:

$$t_{sn} = \frac{I_{M,max} \cdot L_{lk}}{V_{sn} - n \cdot V_o} \quad (5.36)$$

Onde  $L_{lk}$  é calculada na equação 5.22, com os dados simulados no FEMM. Neste ponto, existe uma restrição para que o projeto seja possível. Para que o tempo de grampeamento seja sempre positivo, é necessário que o denominador desta equação seja sempre positivo. Logo, precisa-se que:

$$V_{sn} > n \cdot V_o \quad (5.37)$$

A potência dissipada no *snubber* ( $P_{sn}$ ) será:

$$P_{sn} = \frac{V_{sn} \cdot I_{M,max} \cdot t_{sn} \cdot f_s}{2} \quad (5.38)$$

Este valor que será determinado como a perda no *snubber*. Com este valor, é possível projetar a resistência ( $R_{sn}$ ).

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P_{sn}} \quad (5.39)$$

Para definir a capacitância do circuito, precisa-se definir o percentual de ondulação da tensão no capacitor do *snubber*. Neste projeto, utilizou-se 10%, logo:

$$k_{sn} = 0,1 \quad (5.40)$$

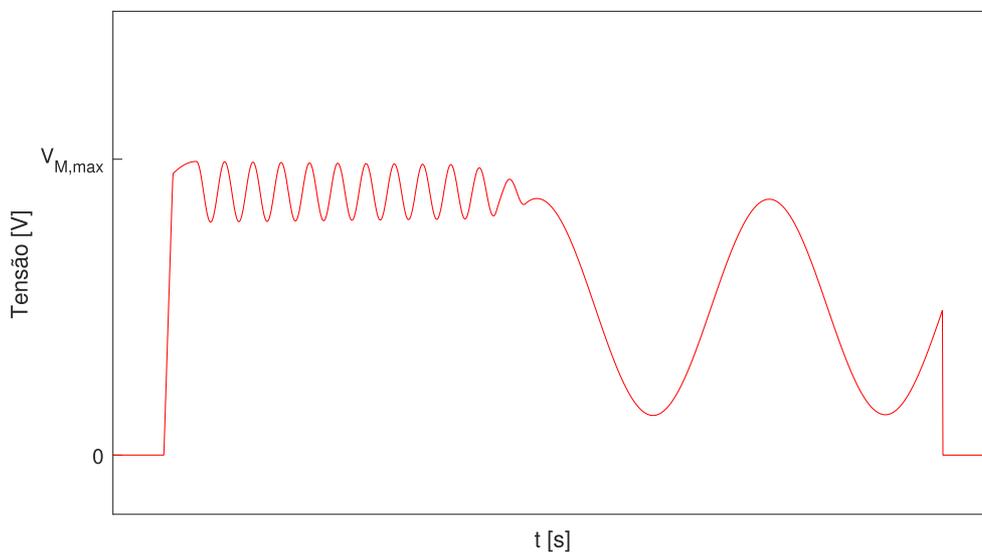
Então, a ondulação da tensão do *snubber* será:

$$dV_{sn} = k_{sn} \cdot V_{sn} \quad (5.41)$$

A capacitância pode ser calculada por:

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{dV_{sn} \cdot R_{sn} \cdot f_s} \quad (5.42)$$

Com o projeto feito, espera-se que o comportamento da tensão aplicada no MOSFET seja grampeada no nível de tensão escolhido e tenha um comportamento como mostrado na Figura 44.

Figura 44 - Ressonância amortecida pelo *snubber*

Fonte: do autor.

O projeto do *snubber* e o cálculo da sua perda, juntamente com o cálculo das perdas por condução nos semicondutores estão expressas, via código, no Anexo E.

## 5.6 CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

Neste projeto, a capacitância de saída não foi projetada e, também, não foi analisada a perda neste componente pois foi considerada a saída como uma fonte de tensão. Sendo assim, em paralelo com a luminária foi usado um capacitor com uma alta capacitância, fazendo com que não houvesse grandes variações na tensão de saída.

## 5.7 ESTIMATIVA DA EFICIÊNCIA

Nas seções anteriores, foram mostradas os tipos de perdas modeladas neste projeto. Como definição de eficiência, é calculada pela taxa de potência que chega à carga em relação a potência fornecida pela fonte. Matematicamente:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (5.43)$$

Onde:

- $\eta$  é a eficiência do conversor;

- $P_o$  é a potência de saída (W);
- $P_{in}$  é a potência de entrada (W).

Pode-se considerar que a potência fornecida é a potência de saída somada às perdas no circuito. Então:

$$P_{in} = P_o + P_{perdas} \quad (5.44)$$

Onde:

- $P_{perdas}$  é a soma das perdas estimadas (W).

Logo:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{perdas}} \quad (5.45)$$

Com o intuito de convergir o valor da eficiência, o projeto é refeito com a realimentação deste valor multiplicando o valor da indutância de magnetização. Logo, o cálculo da indutância é dado por:

$$L_m = \eta \cdot \frac{D^2 \cdot V_{in}^2}{2 \cdot f_s \cdot P_o} \quad (5.46)$$

Então, o projeto é refeito até que a o erro absoluto da eficiência seja menor que 1%. O cálculo deste erro é feito através da diferença entre a eficiência calculada no projeto atual e a calculada no projeto anterior. Como:

$$erro = |\eta_i - \eta_{i-1}| \quad (5.47)$$

## 5.8 RESULTADOS PARCIAIS

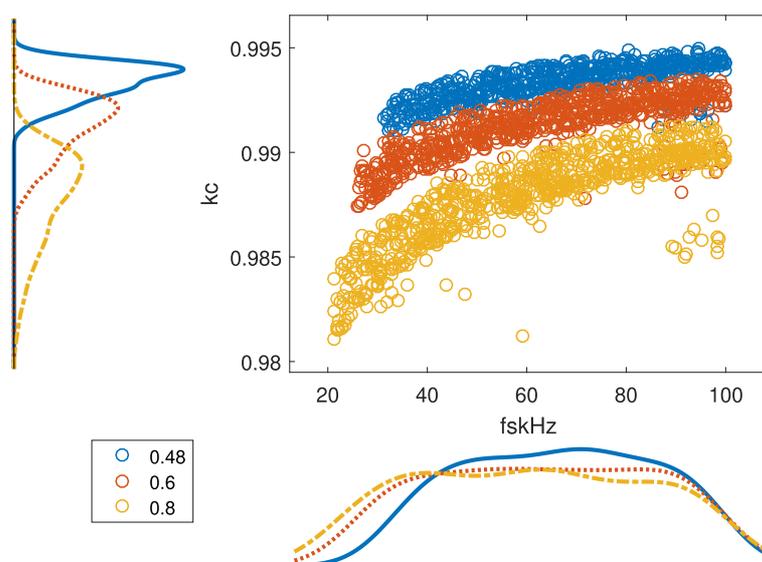
Nesta seção, será abordado o resultado gerado pelo algoritmo. Foram realizadas 2000 simulações com as variações dos parâmetros de entrada, já descrito anteriormente. Cada ponto mostrado nos gráficos desta seção é referente a um projeto feito. A primeira subseção traz a análise do coeficiente de acoplamento do magnético, e as subseções subsequentes trazem a análise para cada tipo de perda e, também, a eficiência global do conversor. Espera-se que essas curvas possam embasar algumas decisões de projeto e mostrar a influência dessas variações em cada perda abordada e, também, na eficiência total do conversor.

### 5.8.1 Coeficiente de acoplamento

Nas Figuras 45 e 46, são apresentados os gráficos que apresentam os resultados referentes ao coeficiente de acoplamento do magnético ( $k_c$ ). Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

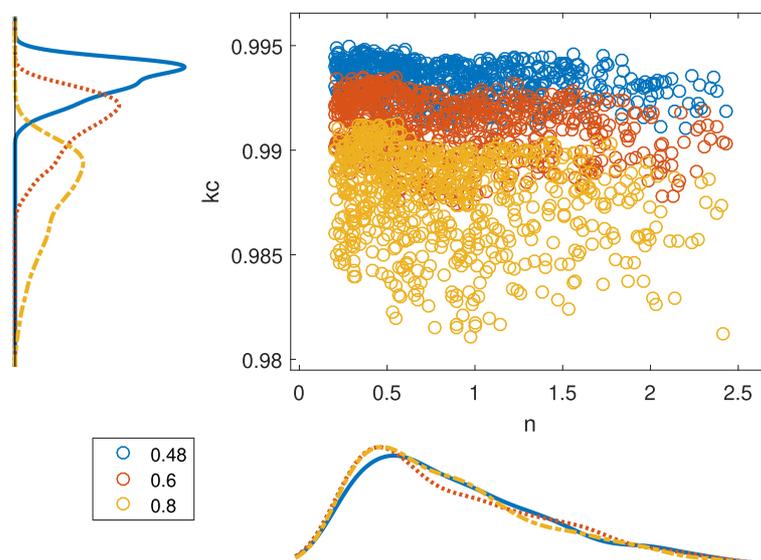
- Quanto menor o  $gap$  do núcleo, maior o coeficiente de acoplamento, resultando em uma menor dispersão da indutância;
- Quanto maior a frequência de comutação, maior o coeficiente de acoplamento.

Figura 45 - Coeficiente de acoplamento pela frequência de comutação para cada  $gap$



Fonte: do autor.

Figura 46 - Coeficiente de acoplamento pela relação de transformação para cada *gap*



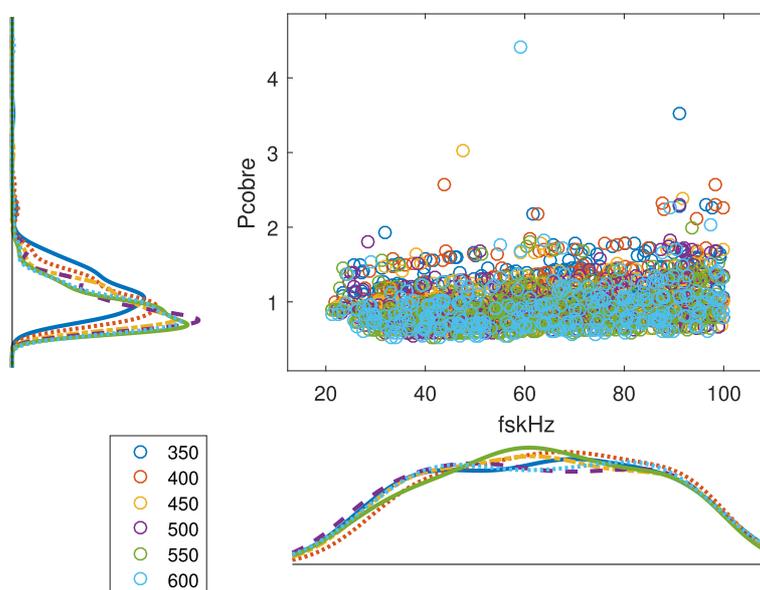
Fonte: do autor.

### 5.8.2 Perdas no cobre do indutor acoplado

Nas Figuras 47 a 50, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes à perda no cobre. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

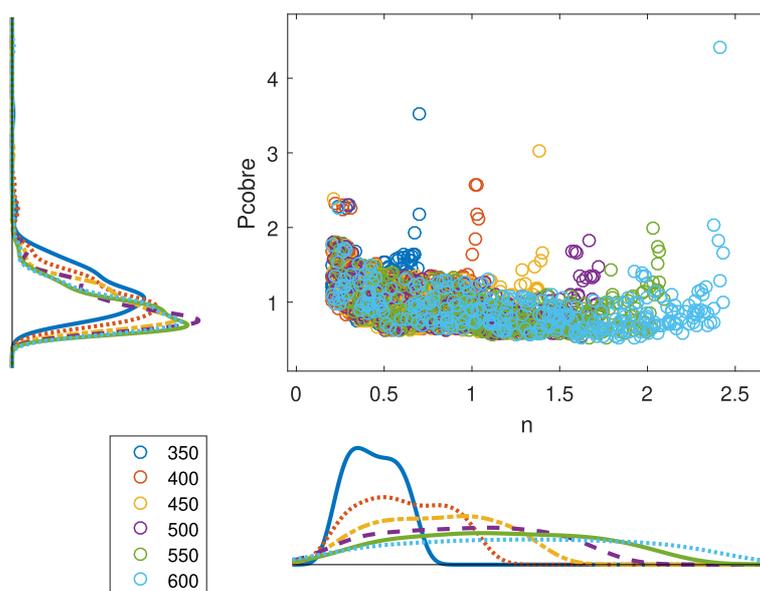
- Quanto menor a tensão de grampeamento do *snubber*, maior será a perda no cobre (Figuras 47 e 48);
- Quanto menor o *gap* do núcleo, menor a perda no cobre (Figuras 49 e 50);
- A frequência de comutação apresenta uma leve tendência direta de aumento da perda no cobre (Figuras 47 e 49);
- A relação de transformação tende a ter uma faixa de menores perdas no cobre, com  $n = 1$  a  $n = 2$  (Figuras 48 e 50).

Figura 47 - Perdas no cobre pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



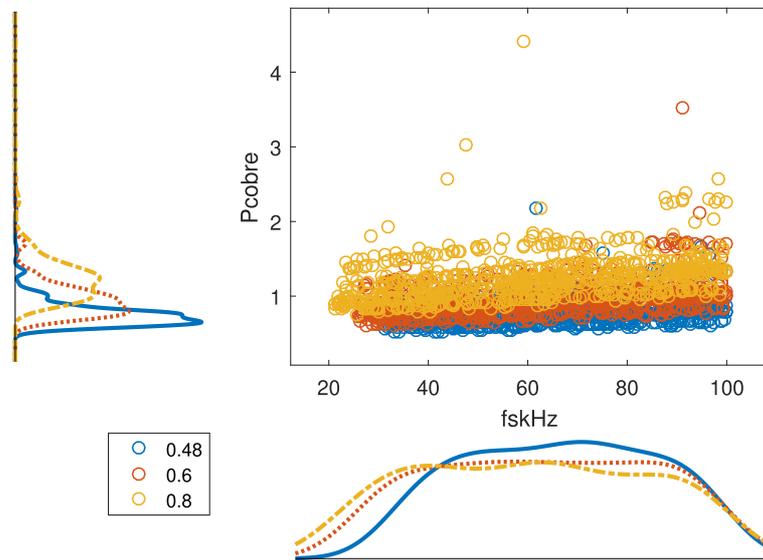
Fonte: do autor.

Figura 48 - Perdas no cobre pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



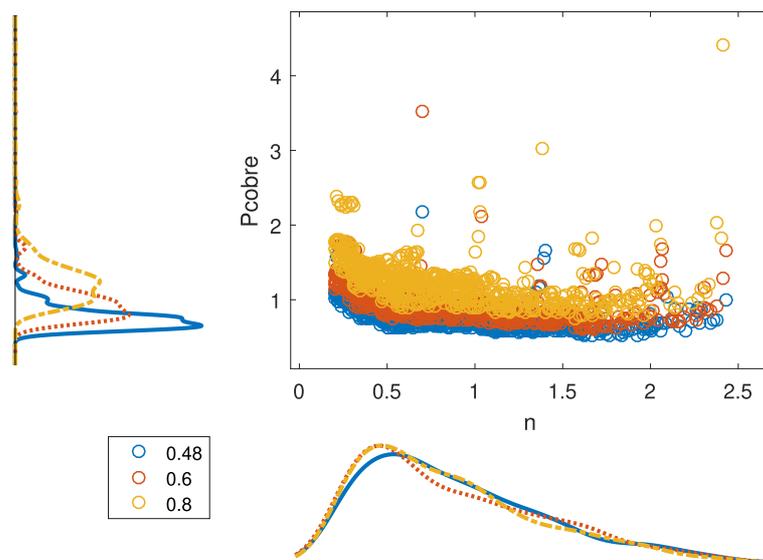
Fonte: do autor.

Figura 49 - Perdas no cobre pela frequência de comutação para cada *gap*



Fonte: do autor.

Figura 50 - Perdas no cobre pela relação de transformação para cada *gap*



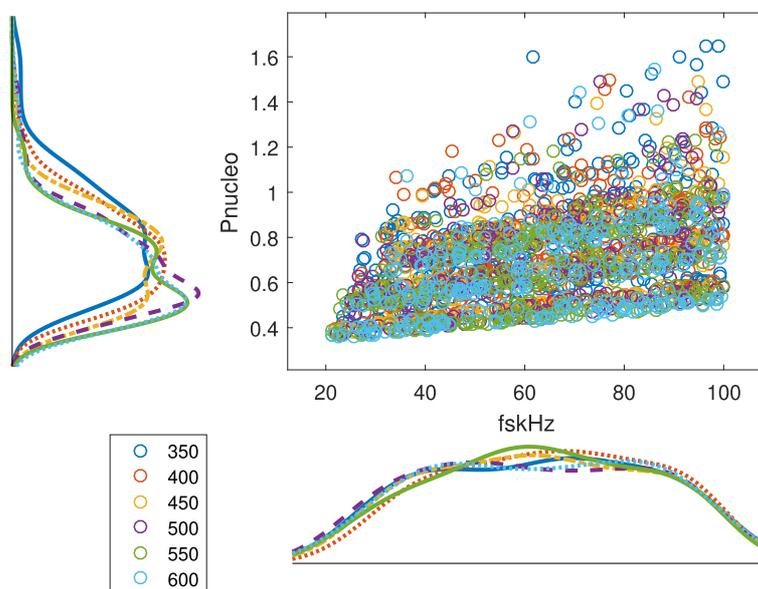
Fonte: do autor.

### 5.8.3 Perdas no núcleo do indutor acoplado

Nas Figuras 51 a 54, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes à perda no núcleo. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

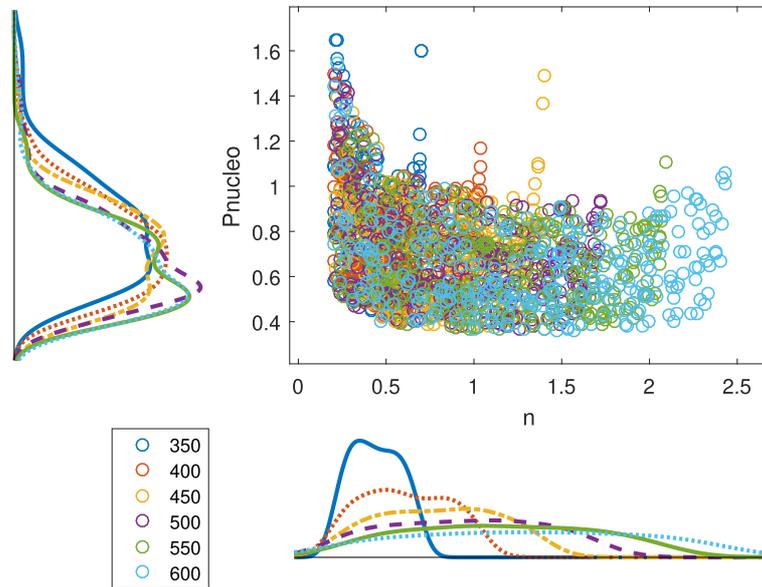
- Quanto maior a tensão de grampeamento, maior a probabilidade de se ter um projeto com perdas menores no núcleo (Figuras 51 e 52);
- Quanto maior o  $gap$  do núcleo, menor a perda no núcleo, devido a um volume menor (Figuras 53 e 54);
- A frequência de comutação apresenta uma tendência de aumento linear da perda no núcleo com o aumento da frequência (Figuras 51 e 53);
- A relação de transformação tende a ter uma faixa de menores perdas no núcleo, com  $n = 1$  a  $n = 2$  (Figuras 52 e 54).

Figura 51 - Perdas no núcleo pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



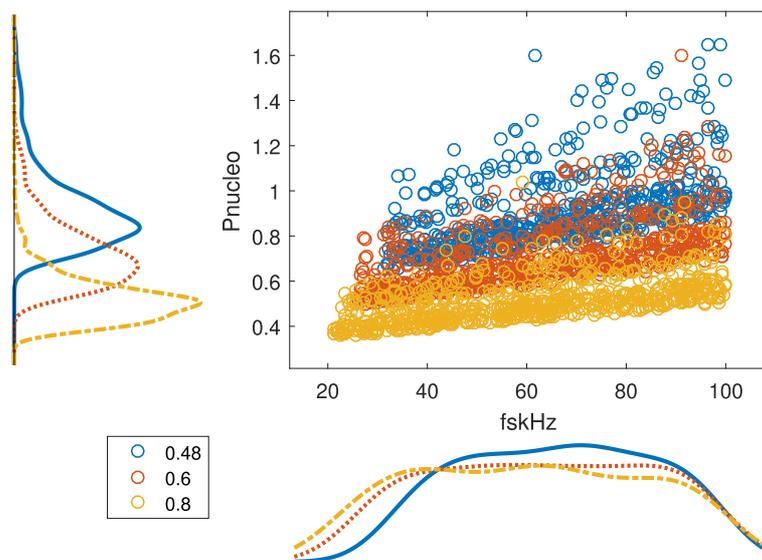
Fonte: do autor.

Figura 52 - Perdas no núcleo pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



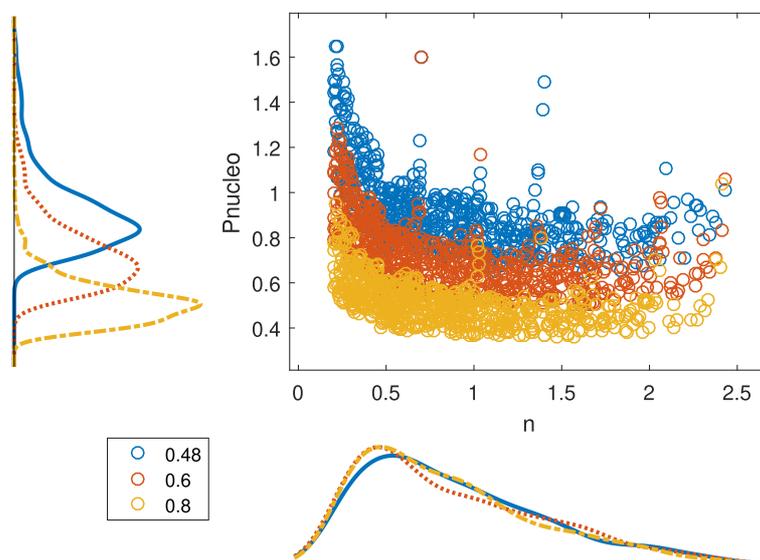
Fonte: do autor.

Figura 53 - Perdas no núcleo pela frequência de comutação para cada  $gap$



Fonte: do autor.

Figura 54 - Perdas no núcleo pela relação de transformação para cada *gap*



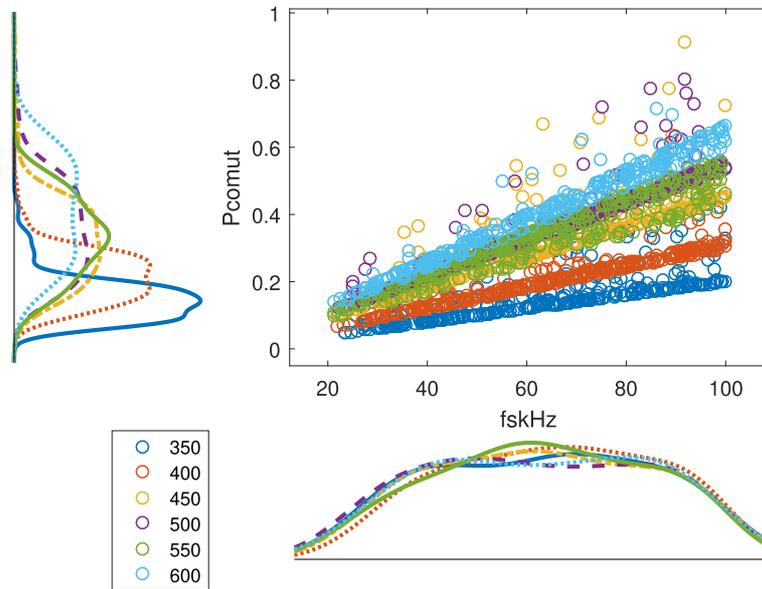
Fonte: do autor.

#### 5.8.4 Perdas por comutação do MOSFET

Nas Figuras 55 a 58, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes à perda por comutação no MOSFET. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

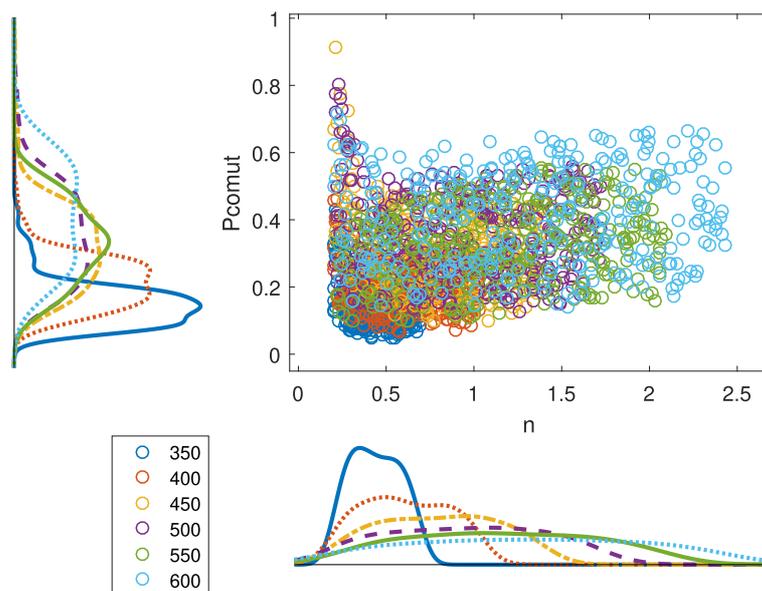
- Quanto menor a tensão de grampeamento, menores serão as perdas por comutação no MOSFET (Figuras 55 e 56);
- A variação do *gap* do núcleo, não apresenta uma tendência de alteração na perda por comutação (Figuras 57 e 58);
- A perda por comutação apresenta uma tendência clara de aumento linear com o aumento da frequência de comutação (Figuras 55 e 57);
- A perda por comutação tende a ter um valor menor com relação de transformação perto de 0,5 (Figuras 56 e 58).

Figura 55 - Perdas por comutação pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



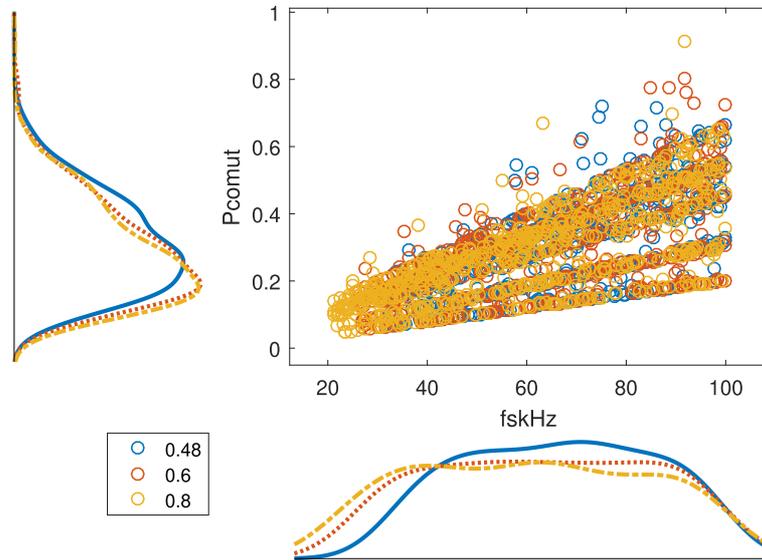
Fonte: do autor.

Figura 56 - Perdas por comutação pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



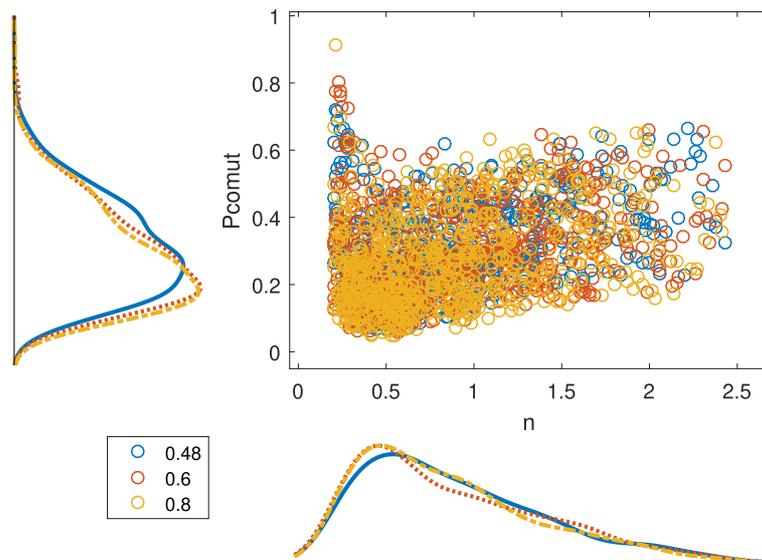
Fonte: do autor.

Figura 57 - Perdas por comutação pela frequência de comutação para cada *gap*



Fonte: do autor.

Figura 58 - Perdas por comutação pela relação de transformação para cada *gap*



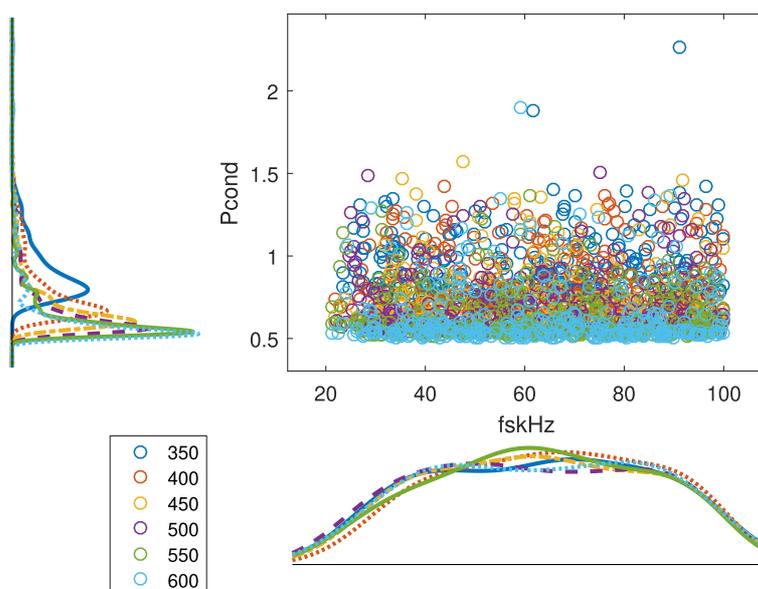
Fonte: do autor.

### 5.8.5 Perdas por condução nos semicondutores

Nas Figuras 51 a 54, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes às perdas por condução nos semicondutores. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

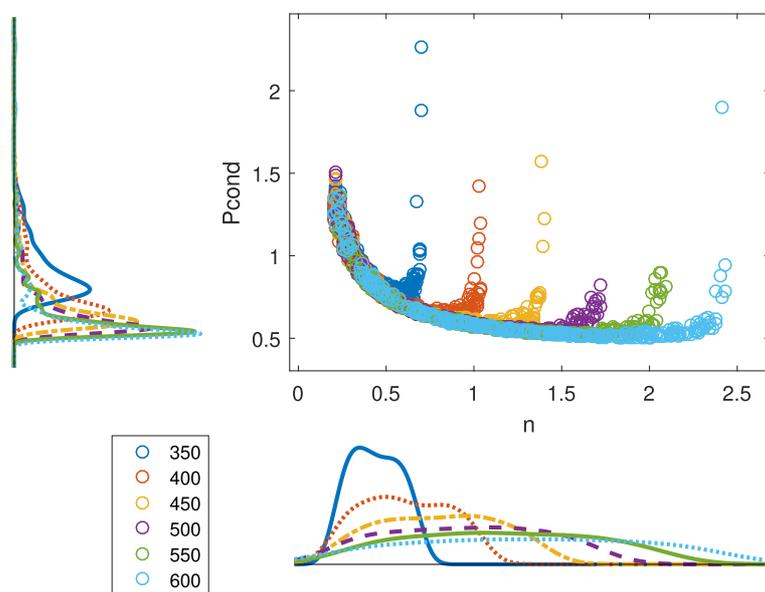
- Quanto maior a tensão de grampeamento, maior a probabilidade de se ter um projeto com perdas menores por condução, já que terá menores correntes também (Figuras 59 e 60);
- A escolha do  $gap$  não interfere na perda por condução nos semicondutores (Figuras 61 e 62);
- A frequência de comutação não apresenta uma tendência de alteração da perda por condução (Figuras 59 e 61);
- A relação de transformação apresenta um comportamento característico de acordo com a variação da tensão de grampeamento. Para cada tensão, existe um faixa com menores perdas que antecedem o joelho da curva (Figuras 60 e 62).

Figura 59 - Perdas por condução pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



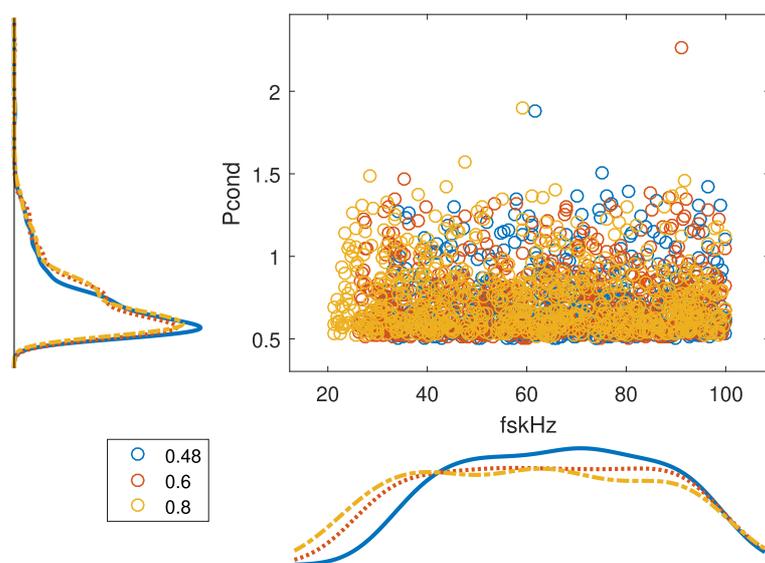
Fonte: do autor.

Figura 60 - Perdas por condução pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



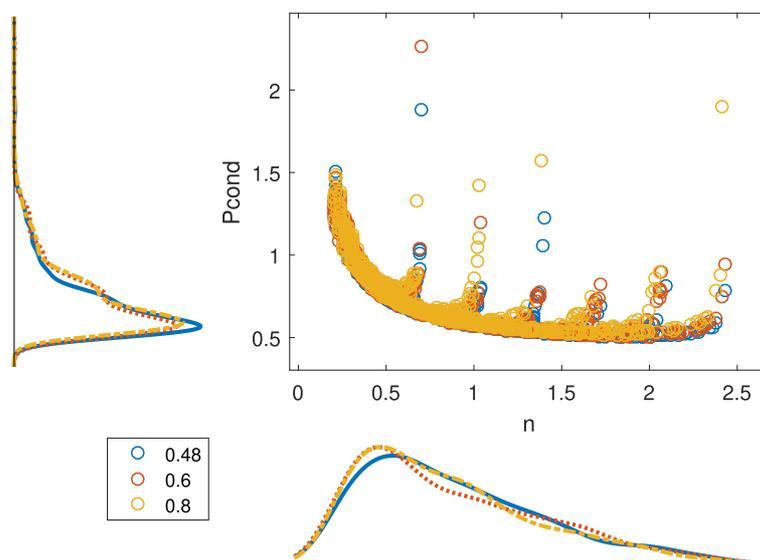
Fonte: do autor.

Figura 61 - Perdas por condução pela frequência de comutação para cada  $gap$



Fonte: do autor.

Figura 62 - Perdas por condução pela relação de transformação para cada *gap*



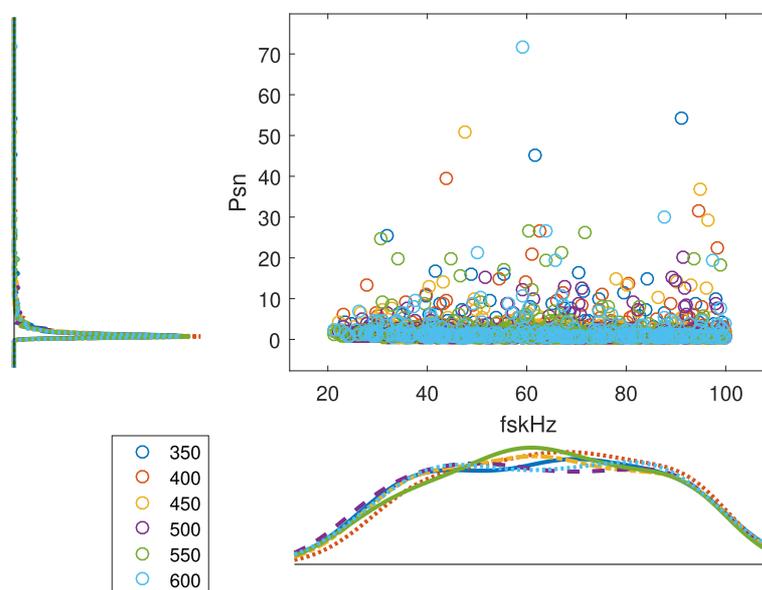
Fonte: do autor.

### 5.8.6 Perdas no *snubber*

Nas Figuras 63 a 67, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes à perda no *snubber*. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ , *gap*,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

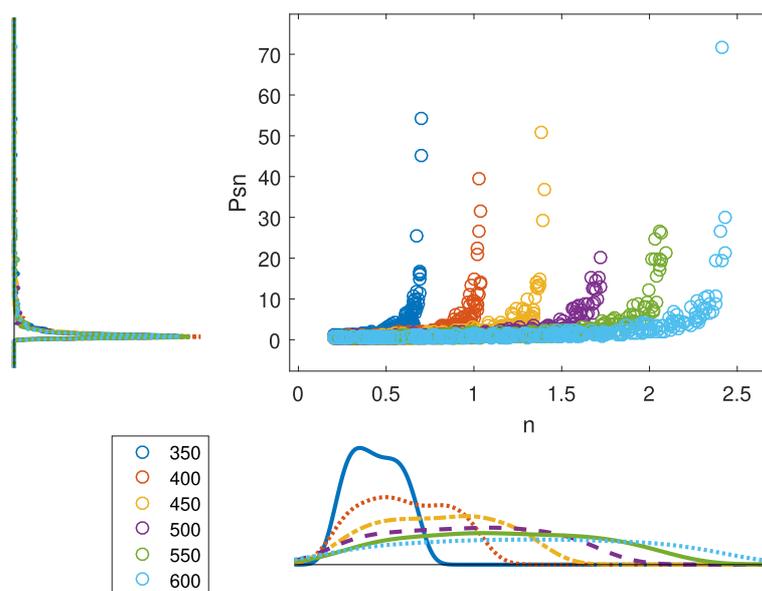
- Quanto menor a tensão de grameamento, mais dissipativo será o *snubber*, de acordo com a equação 5.38. Porém, a variação da tensão de grameamento é pouco sensível para perda total do *snubber* devido a outras variáveis que influenciam o processo, vista nas densidades de probabilidades das Figuras 63 e 64;
- Quanto menor o *gap* do núcleo, menor a perda no *snubber*, mesmo sendo uma diferença sutil (Figuras 65, 66 e 67). Isso se deve a uma dispersão menor, como visto na subseção 5.8.1;
- A frequência de comutação apresenta uma leve tendência de minimização linear da perda no *snubber* com o aumento da frequência (Figuras 63 e 65);
- Quanto menor a relação de transformação, menor a perda no *snubber* (Figuras 64 e 67).

Figura 63 - Perdas no *snubber* pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



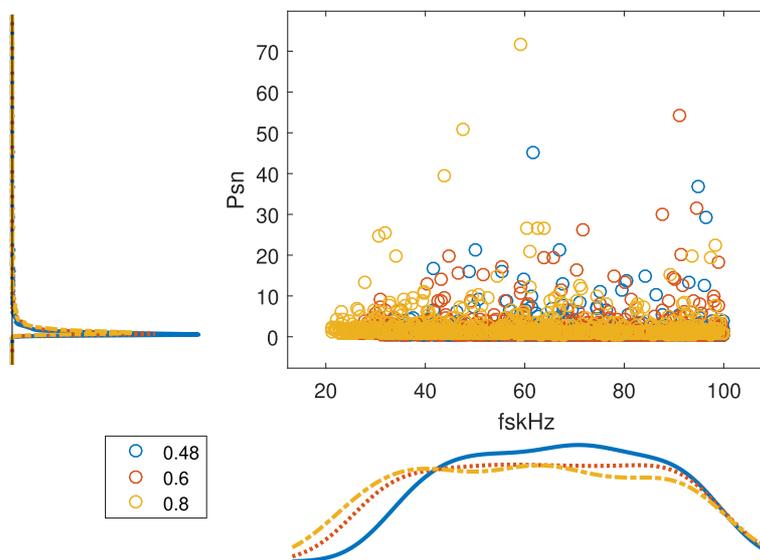
Fonte: do autor.

Figura 64 - Perdas no *snubber* pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



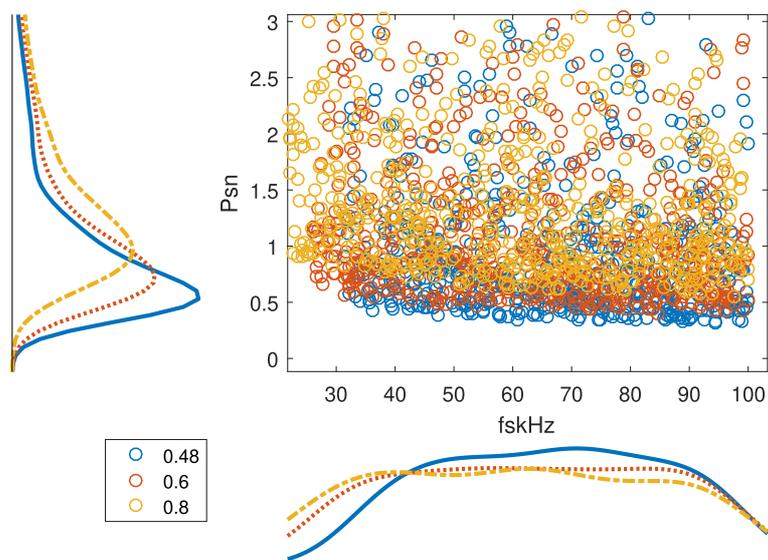
Fonte: do autor.

Figura 65 - Perdas no *snubber* pela frequência de comutação para cada *gap*



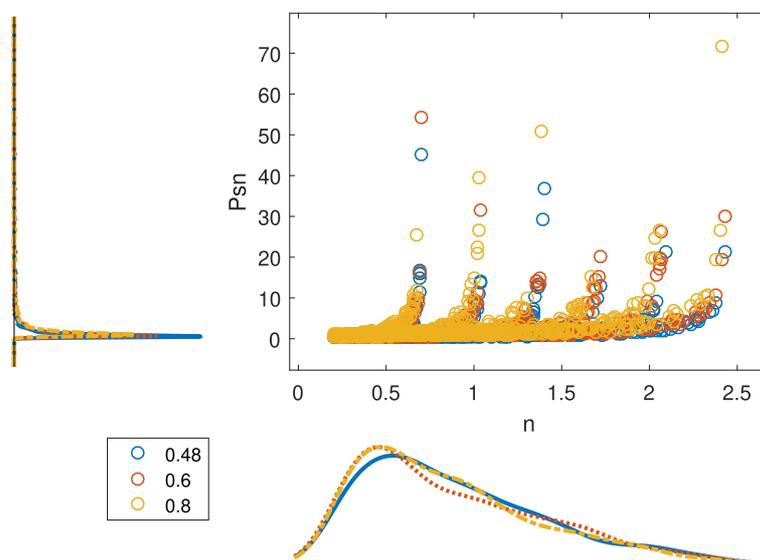
Fonte: do autor.

Figura 66 - Perdas detalhadas no *snubber* pela frequência de comutação para cada *gap*



Fonte: do autor.

Figura 67 - Perdas no *snubber* pela relação de transformação para cada *gap*



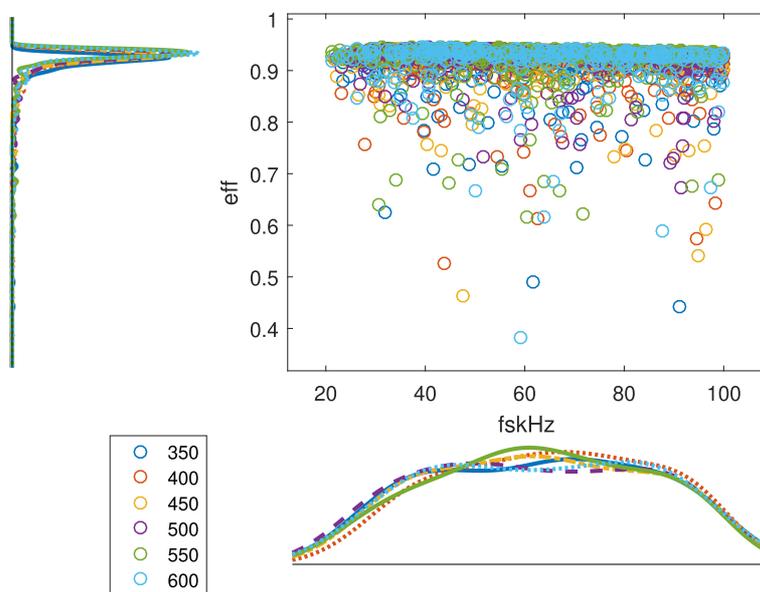
Fonte: do autor.

### 5.8.7 Eficiência

Nas Figuras 68 a 72, são mostrados os gráficos que apresentam os resultados referentes à estimativa da eficiência total do conversor. Diante da variação dos parâmetros de entrada ( $V_m$ ,  $gap$ ,  $f_s$ ,  $n$ ), pode-se chegar a algumas conclusões:

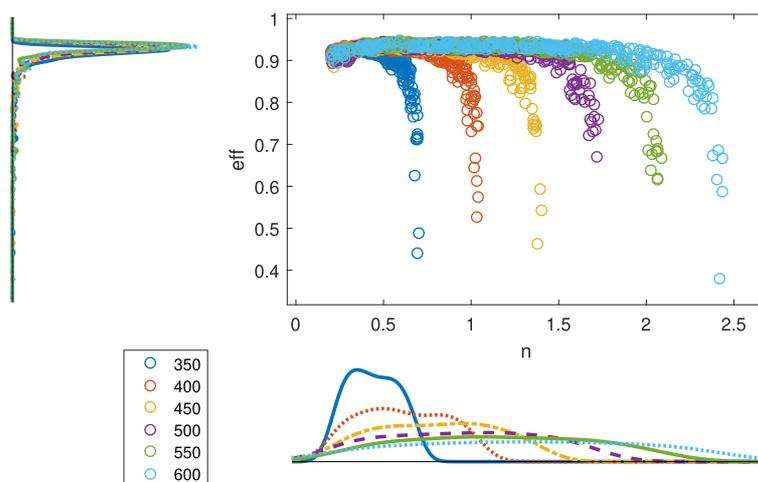
- O aumento da tensão de grameamento influencia em aumentar a faixa de relações de transformação que apresentem eficiências maiores (Figuras 68 e 69);
- *Gaps* menores apresentam uma leve melhoria na eficiência do conversor (Figuras 70, 71 e 72);
- A frequência de comutação apresenta uma leve tendência de diminuição da eficiência com o aumento da frequência (Figuras 68, 70 e 71);
- A relação de transformação apresenta um comportamento característico de acordo com a variação da tensão de grameamento. Para cada tensão, existe um faixa com eficiências maiores que antecedem o joelho da curva. Para projetos sem otimização, é importante utilizar tensões de grameamento mais altas, para abranger uma faixa maior de relações de transformação que resultem em uma eficiência elevada (Figuras 69 e 72).

Figura 68 - Curva da eficiência pela frequência de comutação para cada  $V_{M,max}$



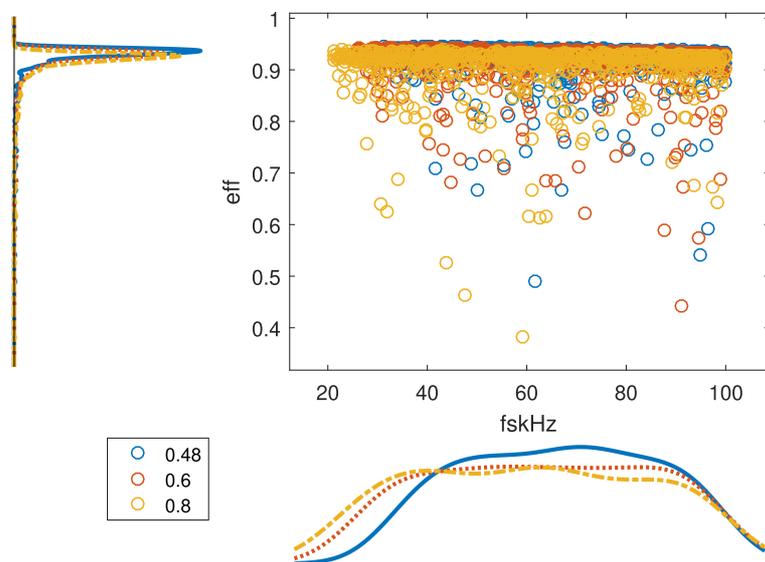
Fonte: do autor.

Figura 69 - Curva da eficiência pela relação de transformação para cada  $V_{M,max}$



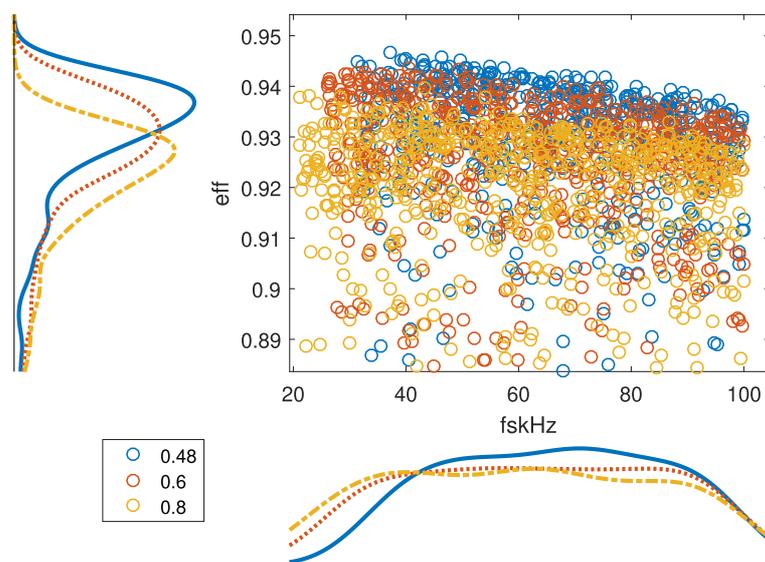
Fonte: do autor.

Figura 70 - Curva da eficiência pela frequência de comutação para cada *gap*

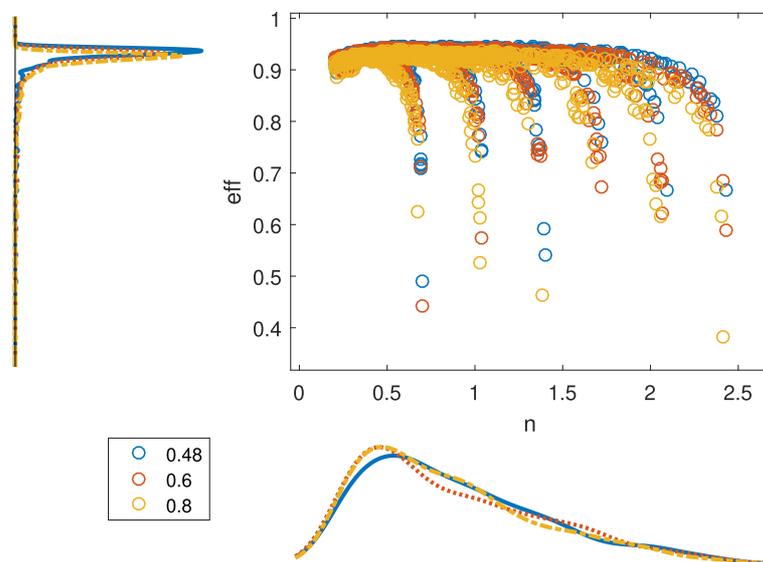


Fonte: do autor.

Figura 71 - Curva detalhada da eficiência pela frequência de comutação para cada *gap*



Fonte: do autor.

Figura 72 - Curva da eficiência pela relação de transformação para cada *gap*

Fonte: do autor.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de demonstrar que a metodologia utilizada traz assertividade sobre a estimativa, utilizou-se dois projetos dentre os gerados pelo algoritmo. O primeiro projeto foi escolhido dentre as maiores eficiências encontradas. Já o segundo, foi escolhido com uma eficiência mais baixa. Nessa escolha, também foi levado em conta a disponibilidade de condutores no laboratório e, no caso do segundo projeto, a dissipação de potência no *snubber*, já que seria necessário resistores com maiores limites de potência em casos onde a tensão de grampeamento fosse menor e, portanto, seria necessário que o *snubber* dissipasse mais potência.

### 6.1 PRIMEIRO EXPERIMENTO

#### 6.1.1 Dados do projeto

O primeiro projeto a ser construído foi escolhido pela sua alta eficiência, prevista em 94,41%. Os dados gerados aleatoriamente pelo código e também a razão cíclica do conversor são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros primeiro experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$\eta$	eficiência prevista	94,41%
$n$	relação de transformação	1,1964
$f_s$	frequência de comutação	43,18kHz
$D$	Razão cíclica	38,11%
$V_{M,max}$	Tensão de grampeamento do <i>snubber</i>	600V

Na Tabela 11 são apresentadas as grandezas projetadas dos componentes do circuito. Para a utilização no protótipo, foram feitas algumas aproximações para valores comerciais na capacitância e resistência do *snubber*. Para o diodo do *snubber*, foi utilizado o modelo UF4007.

Tabela 11 – Parâmetros dos componentes do primeiro experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$L_m$	Indutância de magnetização	2,03mH
$L_{lk}$	Indutância de dispersão prevista	16,96 $\mu$ H
$R_{sn}$	Resistência do <i>snubber</i>	149k $\Omega$
$C_{sn}$	Capacitância do <i>snubber</i>	1,55nF

Sobre a indutância de magnetização e a indutância de dispersão, é feita a construção desse elemento magnético. Utilizando um núcleo do tipo NEE - 30/15/14 da Thornton, o

seu gap é sorteado e testada a sua possibilidade de utilização. Os dados necessários para atender o projeto de se ter a indutância desejada, são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros do magnético do primeiro experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$A_l$	Fator de indutância	250nH
$gap$	Comprimento do gap	0,6mm
$N_1$	Número de voltas do primário	90
$N_2$	Número de voltas do secundário	75
$awg_1$	Bitola do condutor do primário	28
$awg_2$	Bitola do condutor do secundário	26

Neste caso, não houve a necessidade de utilizar o trançamento de 2 ou mais condutores em nenhum dos dois enrolamentos, facilitando a execução.

Na Tabela 13, são apresentadas as perdas previstas pela metodologia proposta neste trabalho. Vale ressaltar que, no algoritmo, as perdas por condução dos semicondutores foram unificadas em uma só variável, como mostrado matematicamente na equação 6.1.

$$P_{cond} = P_{cond,M} + P_{cond,D} \quad (6.1)$$

Tabela 13 – Perdas estimadas para o primeiro experimento.

Símbolo	Descrição	Estimativa
$P_{cond}$	Perda por condução	0,5489W
$P_{sn}$	Perda no <i>snubber</i>	0,8222W
$P_{nucleo}$	Perdas no núcleo do magnético	0,5553W
$P_{cobre}$	Perda nos condutores do magnético	0,6968W
$P_{comut}$	Perda por comutação do MOSFET	0,2771W

### 6.1.2 Dados experimentais

Com os dados de projeto, foi construído o indutor acoplado utilizando a bobinadeira COMPACTA C41, da Bobiline e medido a indutância no medidor da Agilent, modelo E4980A, como citado em Silva (2019). As medidas encontram-se na Tabela 14 e pode-se perceber a proximidade dos valores reais com os valores esperados pelo projeto.

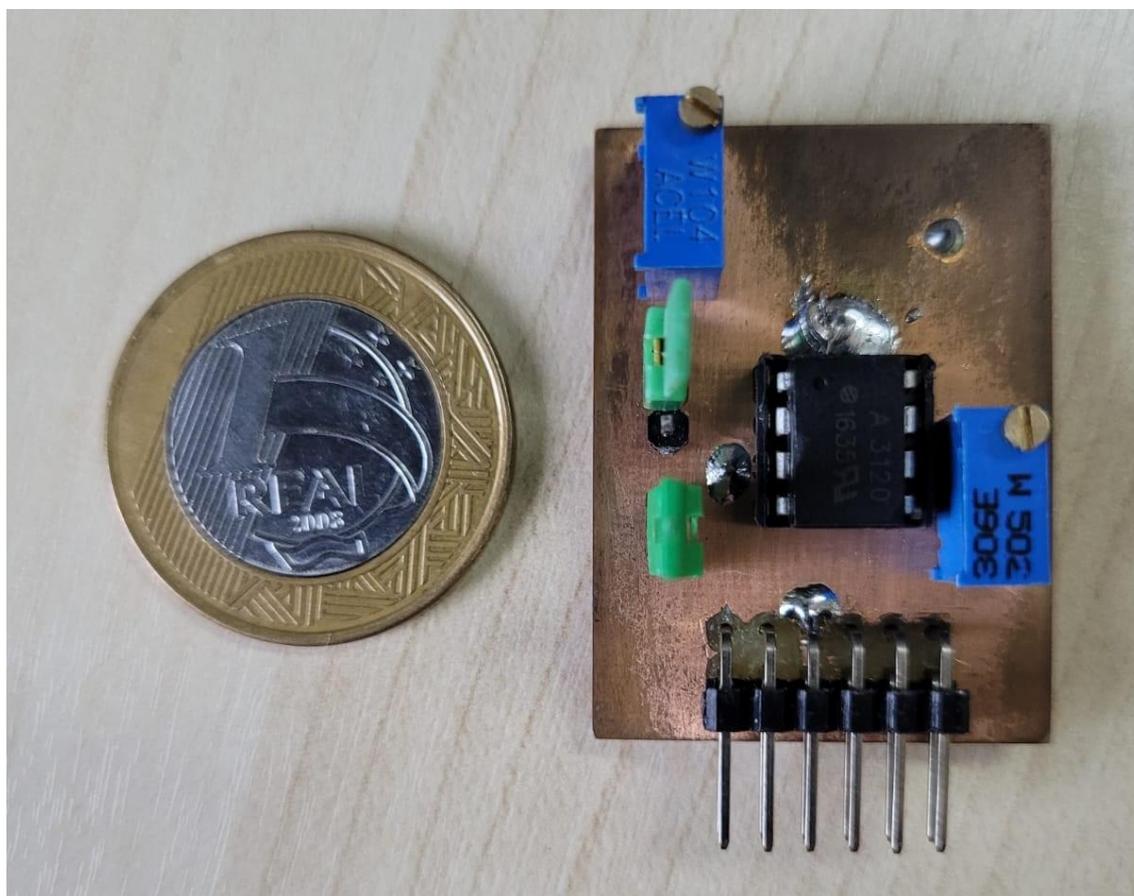
Tabela 14 – Medição do indutor acoplado do primeiro experimento.

Símbolo	Descrição	Medição
$L_m$	Indutância de magnetização	2,06mH
$L_{lk}$	Indutância de dispersão	24,5μH
$k_c$	Coefficiente de acoplamento	0,999

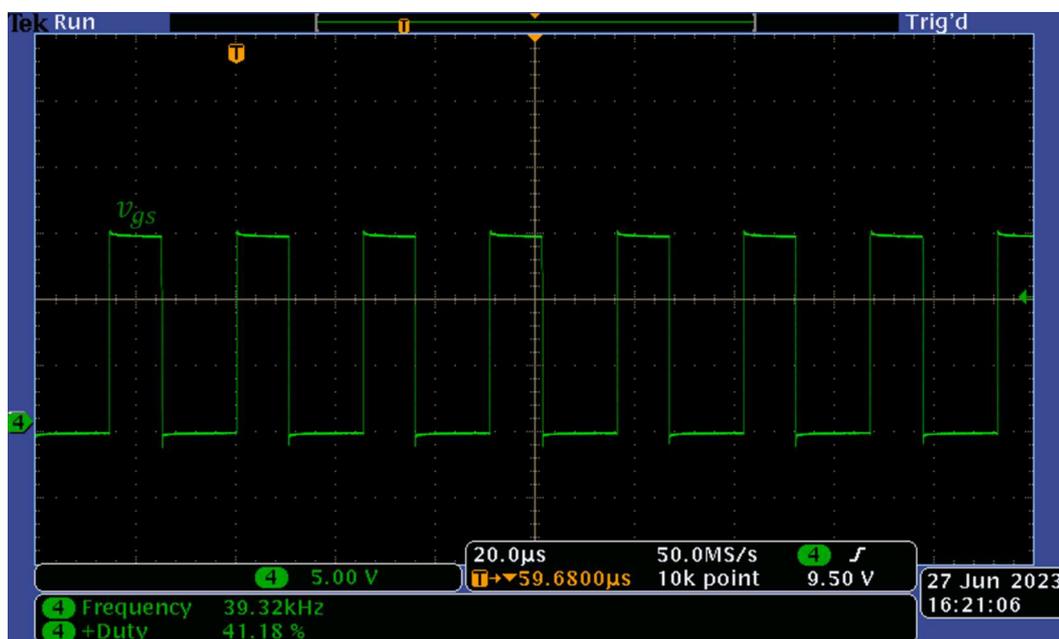
Para os componentes do *snubber*, foram utilizados um capacitor de poliéster de 1,5nF e 3 resistores em paralelo, cada um com uma resistência de 470k $\Omega$ . Como dito no capítulo anterior, utilizou-se uma capacitância elevada de saída para manter a tensão constante. No caso, foi escolhido um capacitor eletrolítico de 330 $\mu$ F.

Na Figura 74, é mostrado o sinal gerado pelo *driver* de acionamento (mostrado na Figura 73) que está no terminal porta do MOSFET. A Figura 74 apresenta a razão cíclica e a frequência de comutação que foi operado o conversor para este experimento.

Figura 73 - PCB do *driver* de disparo



Fonte: do autor.

Figura 74 - Sinal de *gate* do MOSFET

Fonte: do autor.

A partir daqui, serão mostradas as formas de onda nos pontos de teste conversor. Começando pela forma de onda da entrada (Figura 75), onde apresenta uma tensão (rosa) constante de 250V e uma corrente (azul) com pequena oscilação, com valor médio de 220mA.

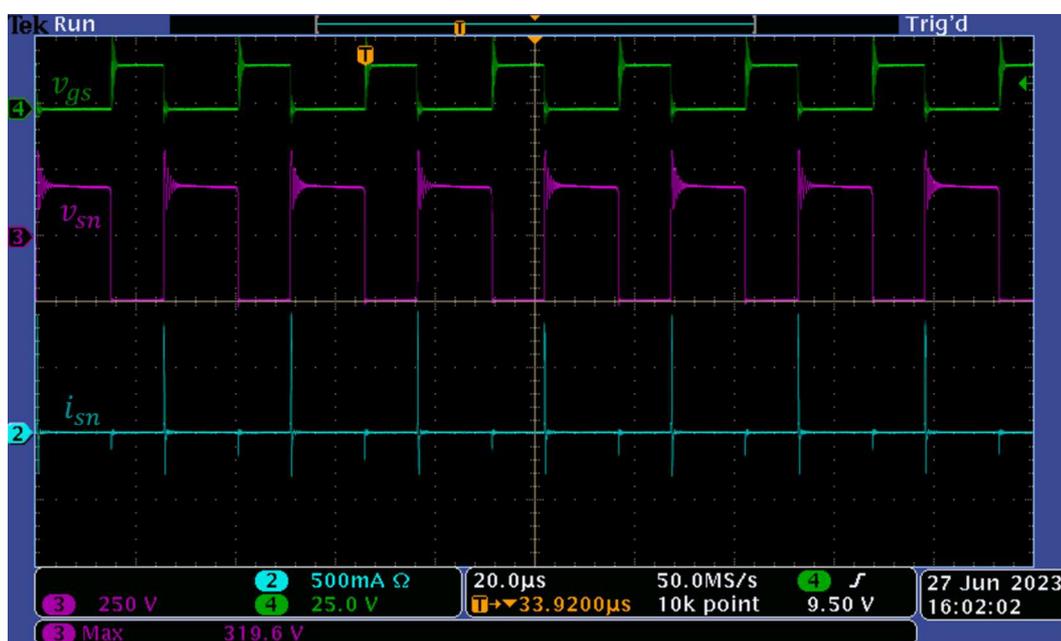
Figura 75 - Formas de onda da entrada do conversor no primeiro experimento



Fonte: do autor.

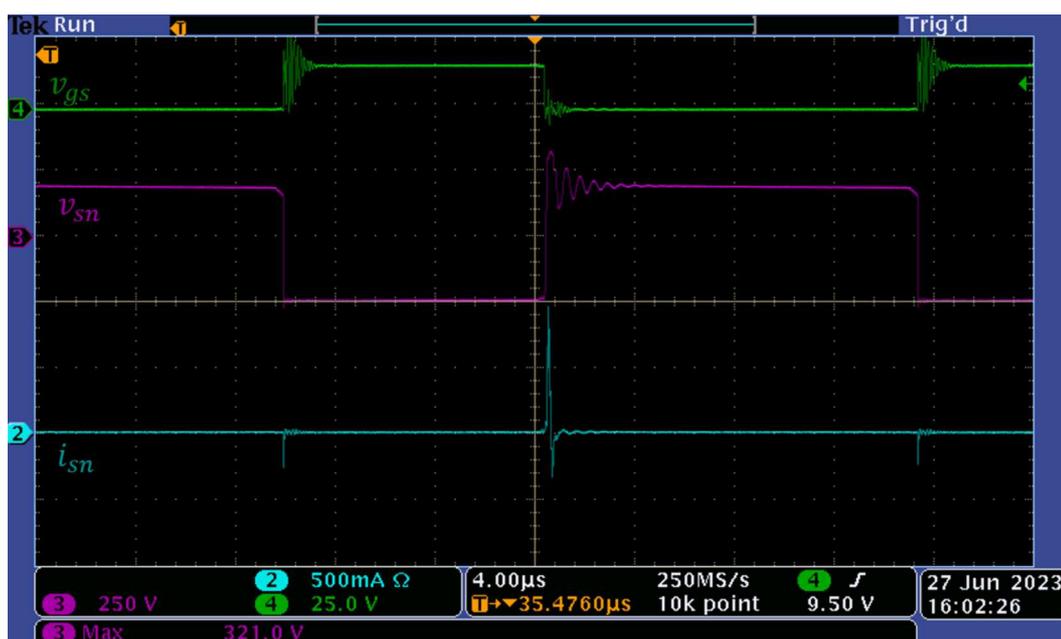
Nas Figuras 76 e 77, são mostradas as formas de onda de tensão e corrente aplicadas ao *snubber*. Já a Figura 78, mostra a tensão aplicada ao resistor do mesmo e sua ondulação de tensão projetada. Nestas imagens, percebe-se que a dissipação de energia é extremamente alta, porém por um período curto de tempo ao observar os picos de corrente. Este tempo que é projetado na equação 5.36.

Figura 76 - Formas de onda do *snubber* do primeiro experimento

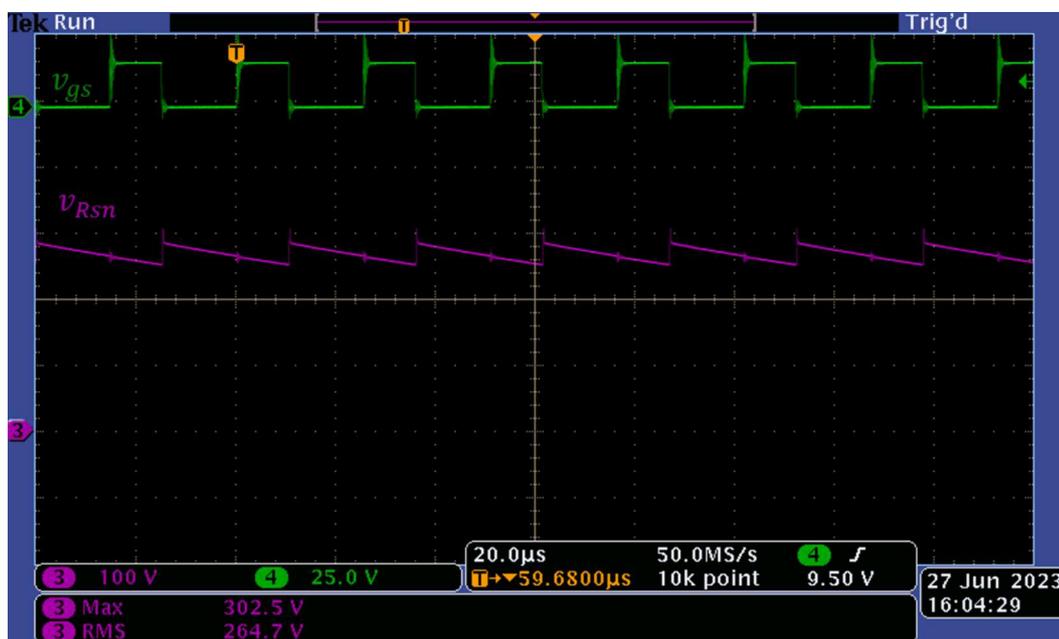


Fonte: do autor.

Figura 77 - Formas de onda ampliada do *snubber* do primeiro experimento



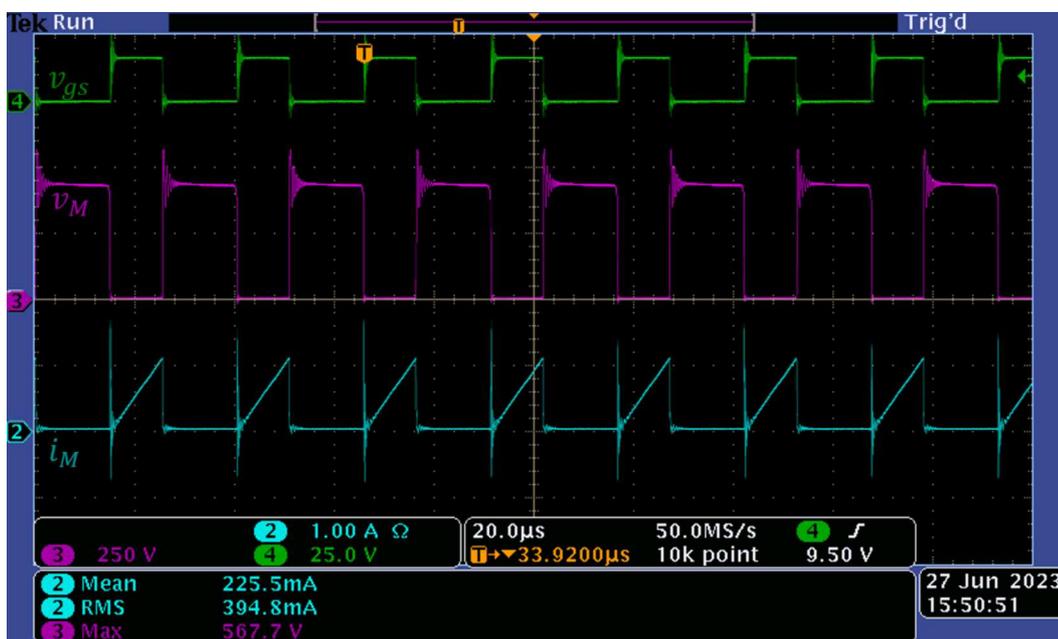
Fonte: do autor.

Figura 78 - Tensão no resistor do *snubber*

Fonte: do autor.

Na Figura 79, são apresentadas as formas de onda medidas no interruptor. A curva rosa, referente a tensão aplicada no MOSFET, tem um comportamento típico e já esperado. Ela apresenta a ressonância devido a presença da capacitância de saída ( $C_{oss}$ ) no interruptor e a indutância de dispersão do magnético, porém ela é amortecida devido a presença do *snubber*. O valor projetado para esse pico de tensão foi de 600V. A medição nos apresenta um valor máximo de 567,7V. Essa diferença ocorre devido às aproximações feitas nos componentes, porém é menor que 10% do valor nominal. Sendo assim, o *snubber* cumpre sua função de diminuir o esforço do MOSFET e atende ao projetado.

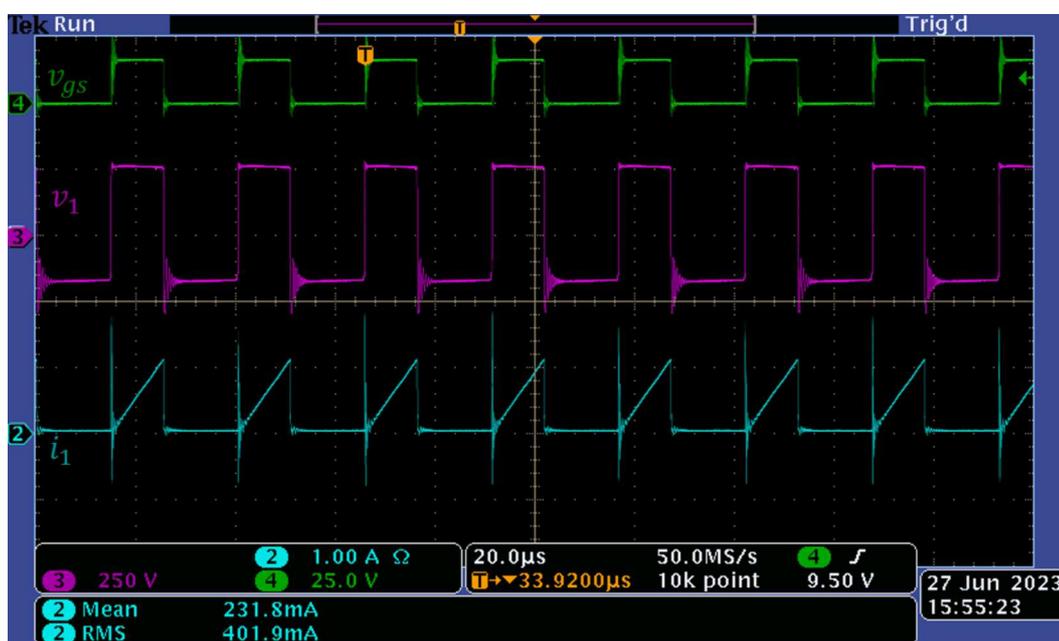
Figura 79 - Formas de onda no MOSFET no primeiro experimento



Fonte: do autor.

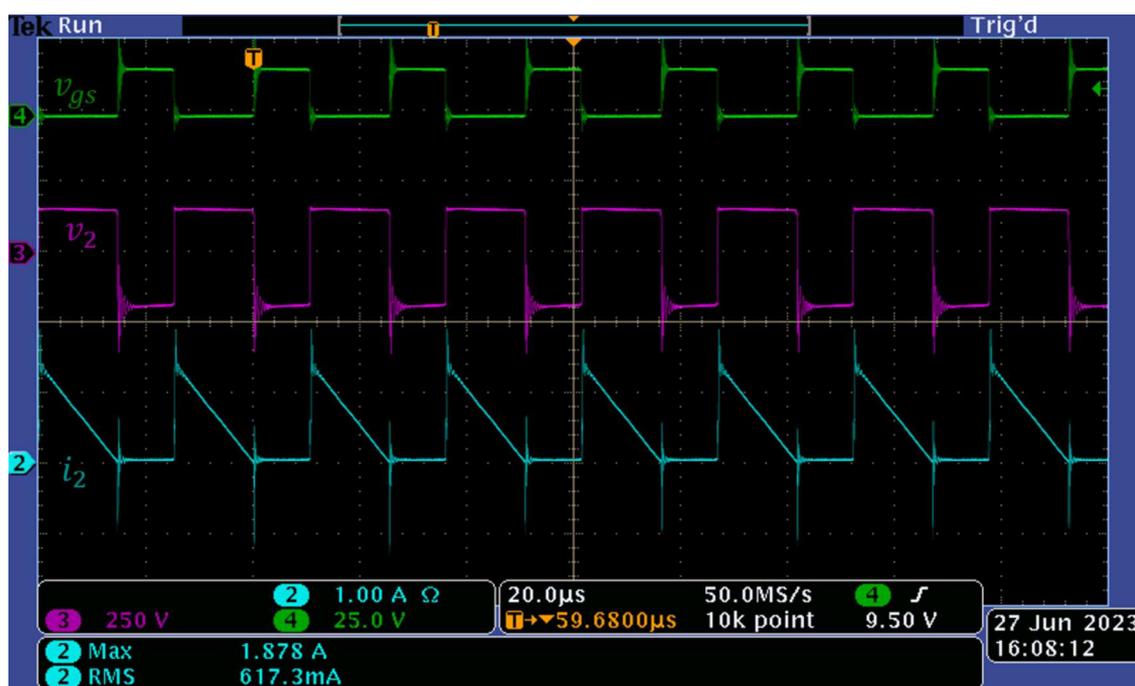
Nas Figuras 80 e 81 são apresentadas as formas de onda referentes aos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Pode-se perceber que o comportamento obedece ao esperado, como demonstrado idealmente no capítulo 2, onde foi feita a análise da operação do conversor em DCM. Observando as formas de onda da corrente no primário e no secundário, pode-se perceber que elas se complementam, com corrente fluindo no primário na etapa de magnetização e no secundário na etapa de desmagnetização com as amplitudes corrigidas pela relação de transformação ( $n$ ).

Figura 80 - Formas de onda do enrolamento primário no primeiro experimento



Fonte: do autor.

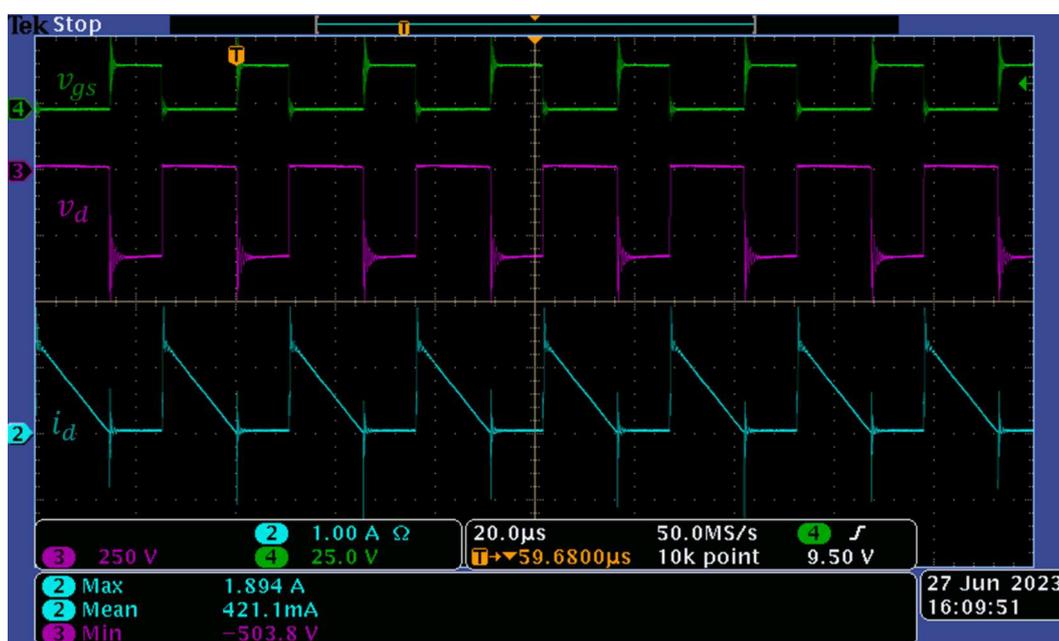
Figura 81 - Formas de onda do enrolamento secundário no primeiro experimento



Fonte: do autor.

Na figura 82, as formas de onda apresentadas são referentes ao diodo que se encontra no circuito secundário do conversor. Observa-se que a tensão aplicada varia entre 0V e máxima negativa de 503,8V, que é a tensão máxima exposta reversamente ao diodo, protegendo-o do efeito avalanche. Em relação a corrente, ocorre o esperado da etapa de desmagnetização, em que a corrente vai diminuindo com o efeito de desmagnetização do indutor.

Figura 82 - Formas de onda do diodo do secundário no primeiro experimento



Fonte: do autor.

Por fim, na Figura 83 são apresentadas as formas de onda da saída do conversor. Como se espera, apresentam tensão e corrente constantes. A corrente apresenta alguns picos e ressonâncias devido às transições do interruptor e o efeito que as capacitâncias e indutâncias parasitas trazem.

Figura 83 - Formas de onda da saída do conversor



Fonte: do autor.

Como forma de medição total do experimento, foi utilizado o medidor digital de potência Yokogawa WT-320. Em um instante do funcionamento do experimento, foi registrada a foto que se encontra na Figura 84. Nela, é apresentada as potências de entrada e saída, e também a eficiência do conversor naquele instante. Neste instante, a eficiência medida apresenta um erro percentual de somente 0,7% em relação ao estimado.

Figura 84 - Medição de potência e eficiência no primeiro experimento



Fonte: do autor.

Em relação às perdas isoladas, foram feitas as medidas com os seguintes equipamentos:

- Osciloscópio Tektronix DPO 3014;
- Amplificador Tektronix T CPA300;
- Sonda de corrente Tektronix TCP305A;
- Sonda isolada de tensão Tektronix P5200A.

As medidas foram realizadas buscando a maior assertividade e minimizando os efeitos de elementos parasitas. Devido a impossibilidade de medir as perdas separadas relacionadas ao magnético, foi feita a medida em quadripolo, medindo a tensão e corrente

no primário e no secundário. A diferença das potências é o resultado das perdas no magnético, que são referentes à soma das perdas no núcleo e no cobre. Matematicamente, tem-se:

$$P_{mag} = P_1 - P_2 = P_{nucleo} + P_{cobre} \quad (6.2)$$

Onde:

- $P_{mag}$  é a potência dissipada pelo magnético (W);
- $P_1$  é a potência no enrolamento primário (W);
- $P_2$  é a potência no enrolamento secundário (W).

Para a medição das perdas, foi preciso algumas técnicas. No MOSFET, devido a baixa queda de tensão, mediu-se a corrente RMS. No indutor acoplado, a medida foi feita em quadripolo. Nos demais, a medição foi feita pelo produto das formas de onda de tensão e corrente. As medições de cada uma e o erro relativo percentual respectivo (equação 6.3) estão discriminadas na Tabela 15.

$$Erro(\%) = \frac{p_m - p_e}{p_e} \cdot 100\% \quad (6.3)$$

Onde:

- $Erro(\%)$  é o erro percentual relativo (%);
- $p_m$  é a perda medida (W);
- $p_e$  é a perda estimada (W).

Tabela 15 – Perdas no primeiro experimento.

Símbolo	Estimativa	Medição	Erro (%)
$P_{cond}$	0,5489W	0,5400W	-1,62%
$P_{sn}$	0,8222W	0,6725W	-18,21%
$P_{mag}$	1,2521W	1,2618W	0,77%
$P_{comut}$	0,2771W	0,3180W	14,76%

## 6.2 SEGUNDO EXPERIMENTO

A proposta deste segundo experimento é ajudar a validar as propostas deste trabalho ao apresentar os resultados para um caso com uma eficiência menor.

### 6.2.1 Dados do projeto

Assim como o primeiro no primeiro experimento, as tabelas 16 a 19 apresentam os dados gerados pelo algoritmo para este determinado projeto, com uma eficiência de 89,98%. E, neste caso, também não foi necessário a utilização de mais de um fio condutor trançado para fazer algum dos enrolamentos.

Tabela 16 – Parâmetros segundo experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$\eta$	eficiência prevista	89,98%
$n$	relação de transformação	1,4427
$f_s$	frequência de comutação	77,18kHz
$D$	Razão cíclica	42,45%
$V_{M,max}$	Tensão de grampeamento do <i>snubber</i>	500V

Tabela 17 – Parâmetros dos componentes do segundo experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$L_m$	Indutância de magnetização	1,349mH
$L_{lk}$	Indutância de dispersão prevista	14,29 $\mu$ H
$R_{sn}$	Resistência do <i>snubber</i>	21,16k $\Omega$
$C_{sn}$	Capacitância do <i>snubber</i>	6,12nF

Tabela 18 – Parâmetros do magnético do segundo experimento.

Símbolo	Descrição	Valor
$A_l$	Fator de indutância	200nH
$gap$	Comprimento do gap	0,8mm
$N_1$	Número de voltas do primário	82
$N_2$	Número de voltas do secundário	56
$awg_1$	Bitola do condutor do primário	28
$awg_2$	Bitola do condutor do secundário	26

Tabela 19 – Perdas estimada para o segundo experimento.

Símbolo	Descrição	Estimativa
$P_{cond}$	Perda por condução	0,5554W
$P_{sn}$	Perda no <i>snubber</i>	2,9533W
$P_{nucleo}$	Perdas no núcleo do magnético	0,4863W
$P_{cobre}$	Perda nos condutores do magnético	1,0272W
$P_{comut}$	Perda por comutação do MOSFET	0,4311W

### 6.2.2 Dados Experimentais

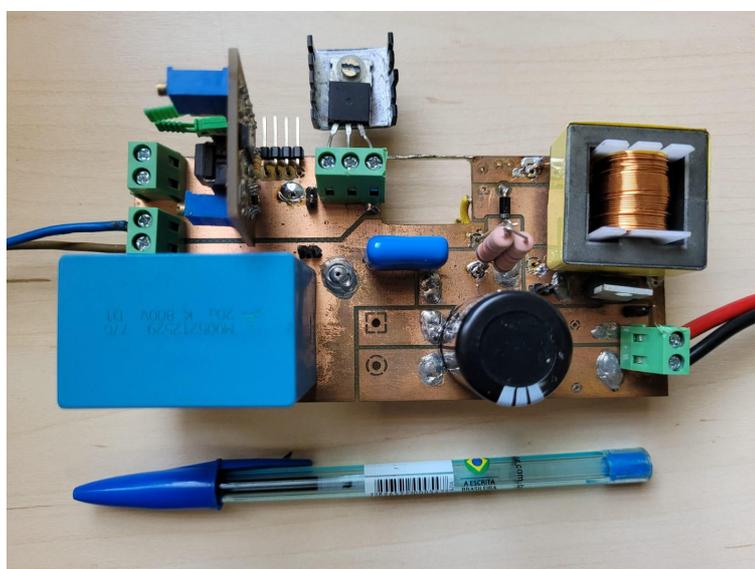
Tendo os dados do projeto, inicia-se a execução com a construção do indutor acoplado. Utilizando o mesmo equipamento e, agora, um núcleo com gap de 0,8mm. As medidas feitas no magnético são apresentadas na Tabela 20.

Tabela 20 – Medição do indutor acoplado do segundo experimento.

Símbolo	Descrição	Medição
$L_m$	Indutância de magnetização	2,35mH
$L_{lk}$	Indutância de dispersão	17,3μH
$k_c$	Coefficiente de acoplamento	0,996

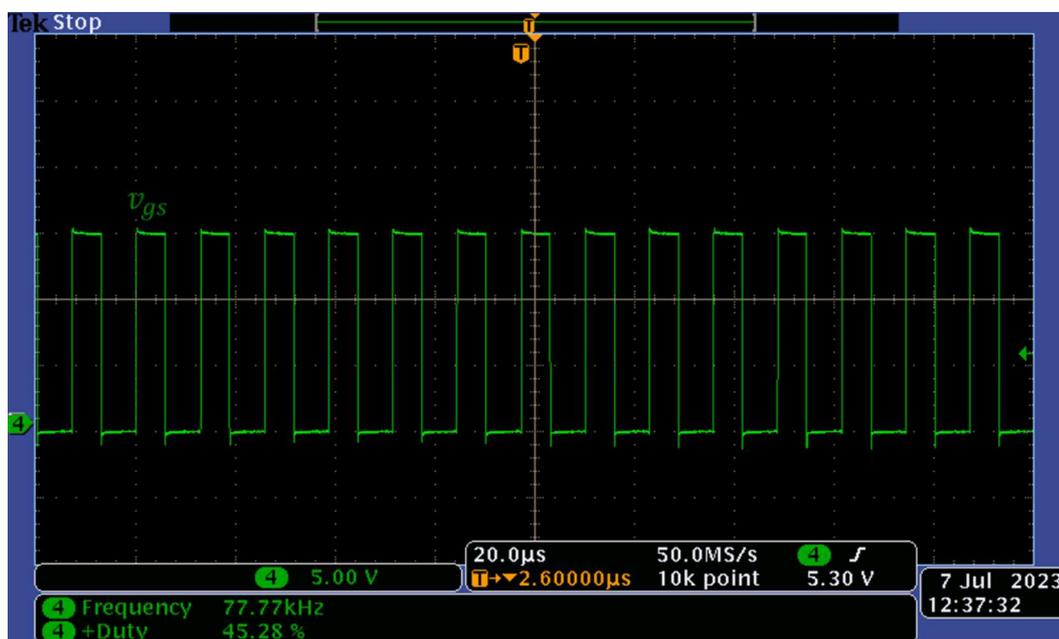
Para os componentes do *snubber*, foram utilizados um capacitor de poliéster com 6,8nF e dois resistores em paralelo, cada um com uma resistência de 47kΩ. Após soldar estes componentes na placa e testar a continuidade, o protótipo está pronto para os ensaios. O protótipo é apresentado na Figura 85.

Figura 85 - Protótipo para o segundo experimento



Fonte: do autor.

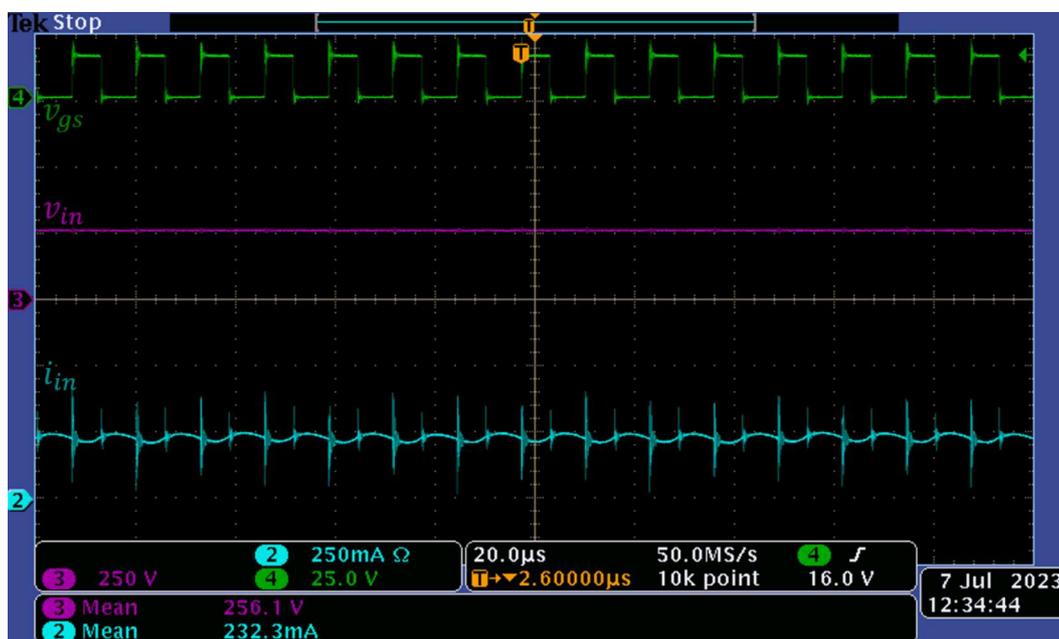
Seguindo a mesma sequência apresentada para o primeiro experimento, tem-se a Figura 86 que apresenta a razão cíclica e a frequência de comutação utilizada na operação deste experimento para coleta das próximas formas de onda e também dos dados de perdas nos componentes.

Figura 86 - Sinal de *gate* do MOSFET no segundo experimento

Fonte: do autor.

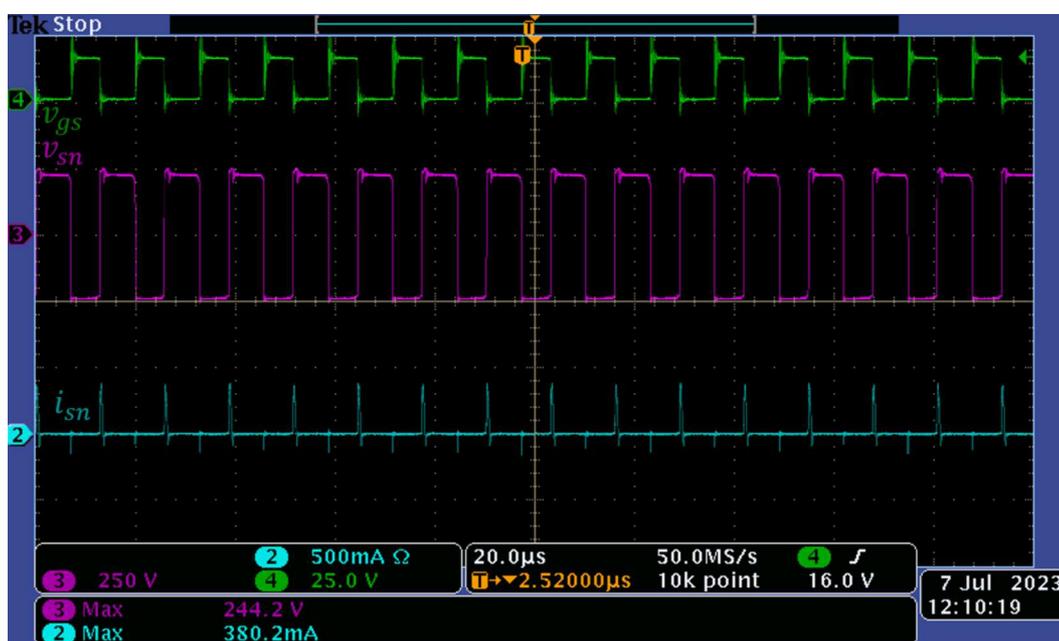
Na Figura 87, é mostrada a tensão e corrente da entrada do conversor. A tensão é mostrada constante devido a fonte MAGNA POWER SL1000 e o capacitor de filme de 20 $\mu$ F em paralelo com a entrada. A corrente tem um valor médio de 232,3mA com baixa ondulação, porém com picos relacionados à comutação do MOSFET e seus elementos parasitas.

Figura 87 - Formas de onda da entrada do conversor no segundo experimento

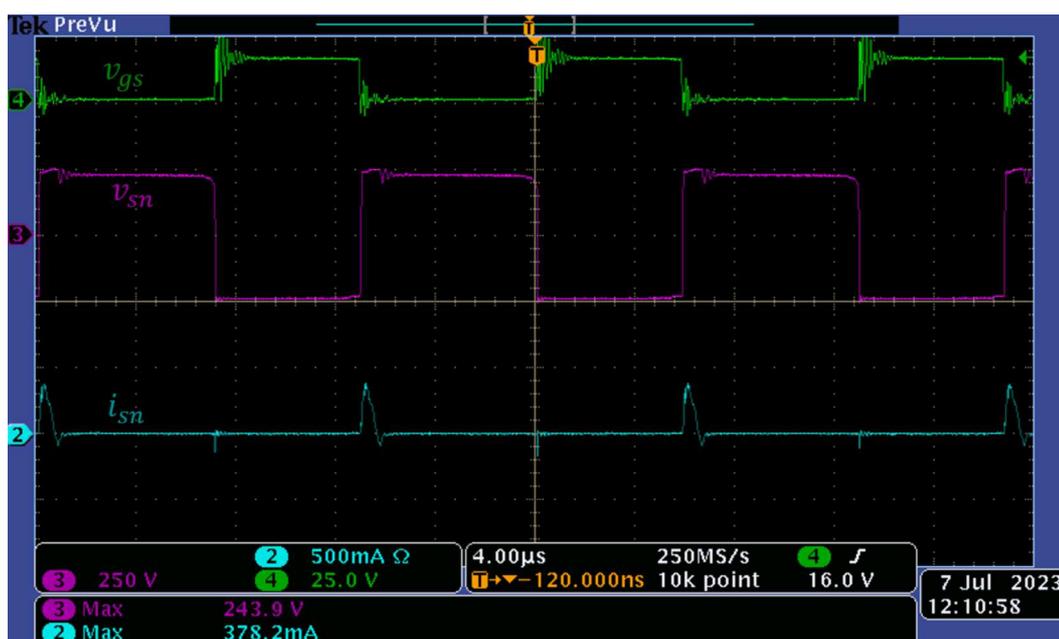


Fonte: do autor.

As Figuras 88 e 89 mostram as formas de onda do *snubber*, sendo a segunda de forma aproximada para observar o comportamento mais detalhado. Pode-se observar através dessas figuras, o funcionamento do circuito e também que a corrente que flui por ele são por curtos espaços de tempo, com um pico de 380,2mA. A Figura 90 mostra a tensão em que o resistor do *snubber* é submetido, com valor eficaz de 216,5V.

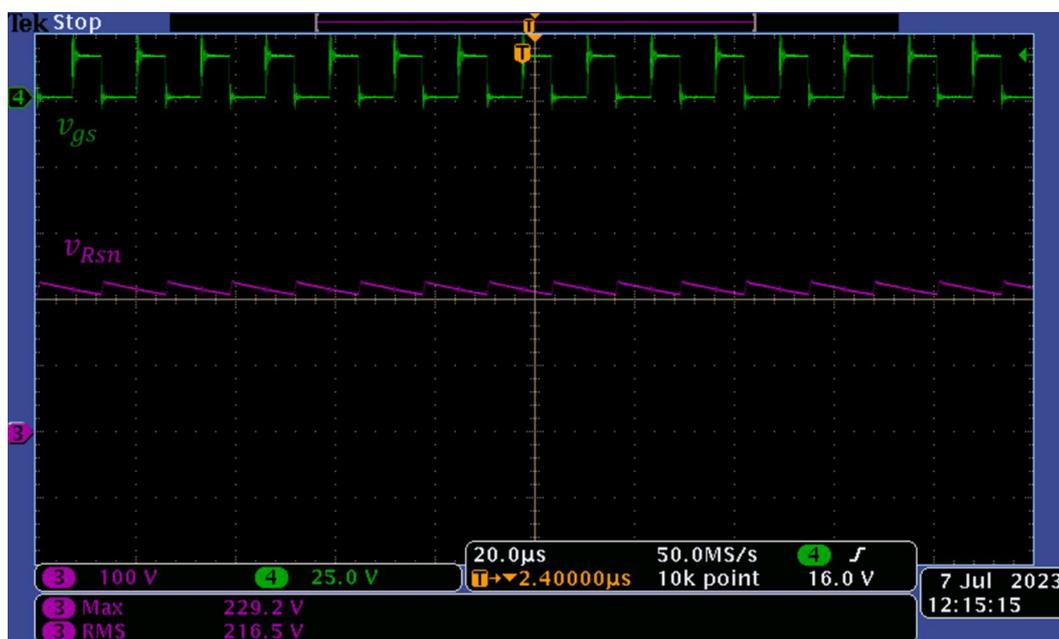
Figura 88 - Formas de onda do *snubber* do segundo experimento

Fonte: do autor.

Figura 89 - Formas de onda ampliada do *snubber* do segundo experimento

Fonte: do autor.

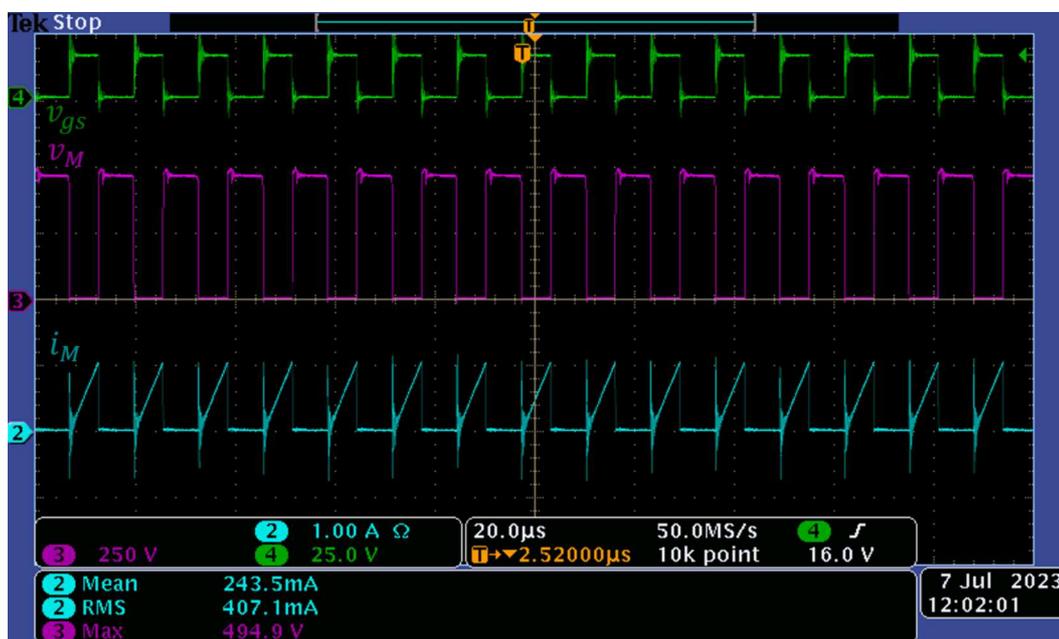
Figura 90 - Tensão no resistor do *snubber* no segundo experimento



Fonte: do autor.

Na Figura 91, são apresentadas as formas de onda referentes ao MOSFET. Nesta figura, é interessante notar a aplicação do *snubber* em proteger o interruptor para que o esforço neste semicondutor seja menor, diminuindo a perda por comutação. Como projetado em 500V, a tensão máxima aplicada no MOSFET foi de 494,9V, ficando muito próximo do esperado.

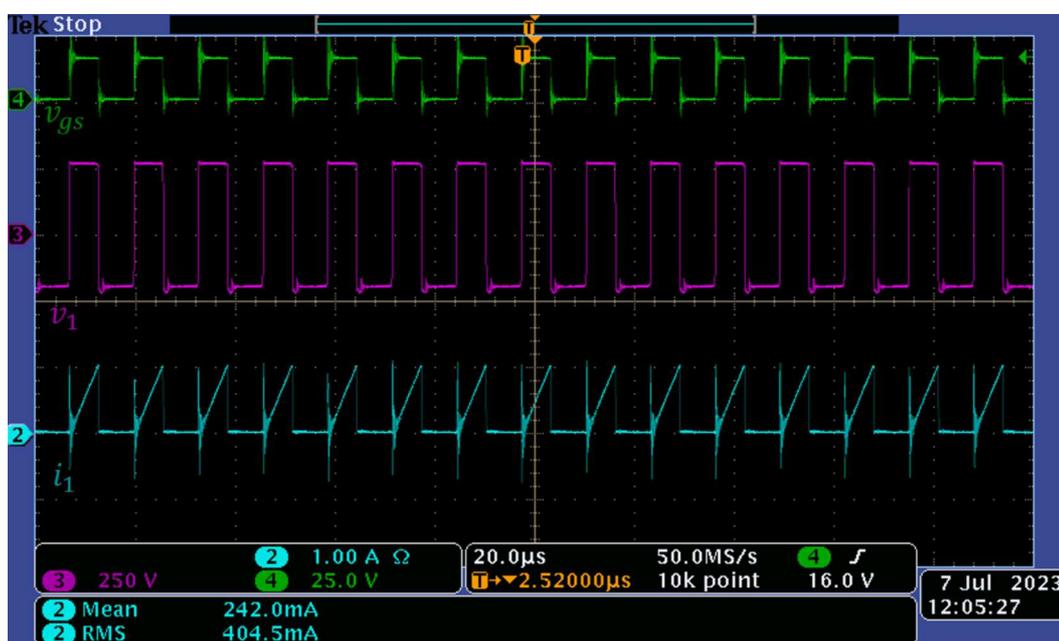
Figura 91 - Formas de onda no MOSFET no segundo experimento



Fonte: do autor.

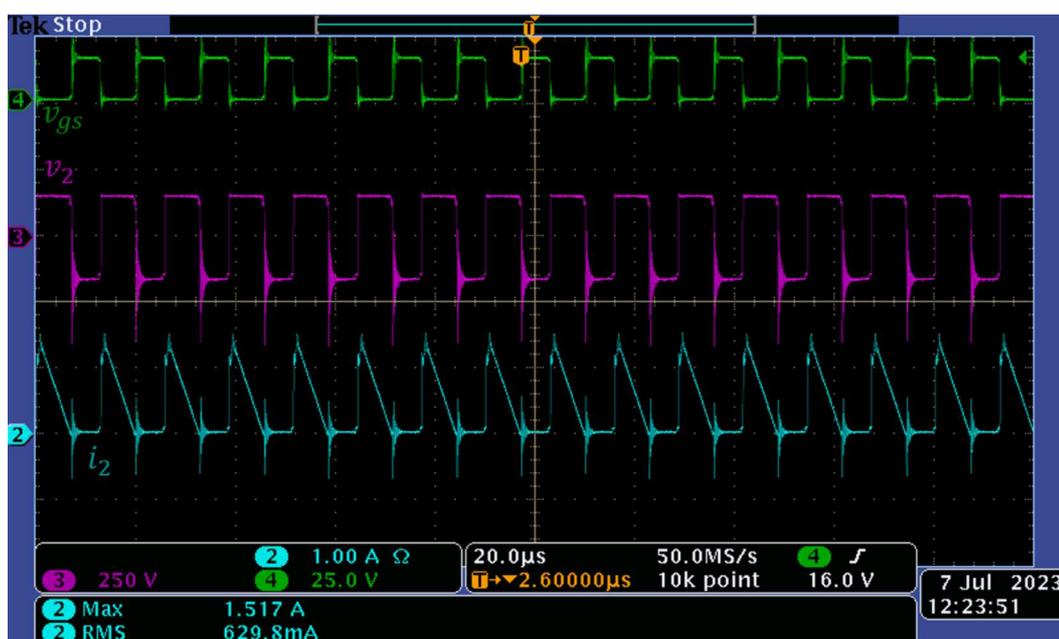
As Figuras 92 e 93 apresentam as formas de onda dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. As tensões e correntes obedecem à teoria, trazendo acréscimos de ressonância devido a algumas não-linearidades e elementos parasitas. Como dito também no primeiro experimento, percebe-se que a corrente se complementa de acordo com a operação em cada etapa.

Figura 92 - Formas de onda no enrolamento primário no segundo experimento



Fonte: do autor.

Figura 93 - Formas de onda no enrolamento secundário no segundo experimento



Fonte: do autor.

Já a Figura 94, as formas de onda são muito parecidas com as do enrolamento secundário (Figura 93). Porém, esta é referente ao diodo do circuito secundário. A tensão é negativa por sua polarização reversa nestes instantes, e seu valor máximo é de 562V, respeitando o limite do componente.

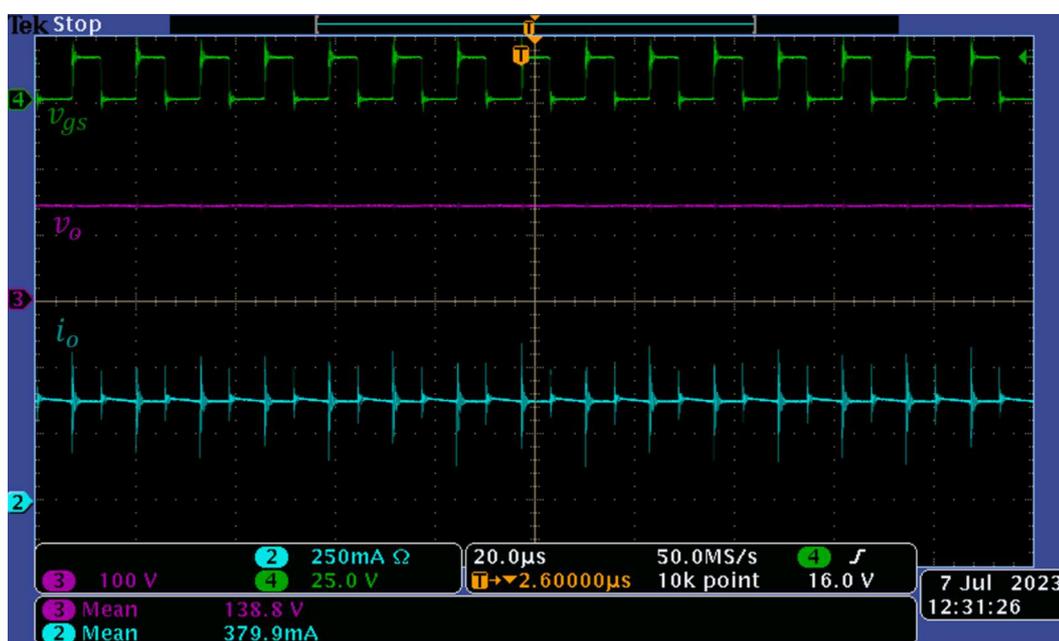
Figura 94 - Formas de onda no diodo do secundário no segundo experimento



Fonte: do autor.

Finalmente, tem-se as formas de onda da saída do conversor na Figura 95. Esta apresenta tensão constante para alimentar o LED e corrente com picos nas comutações do MOSFET, que ocorrem devido a fatores já expressados anteriormente. Os valores médios são de 138,8V e 379,9mA.

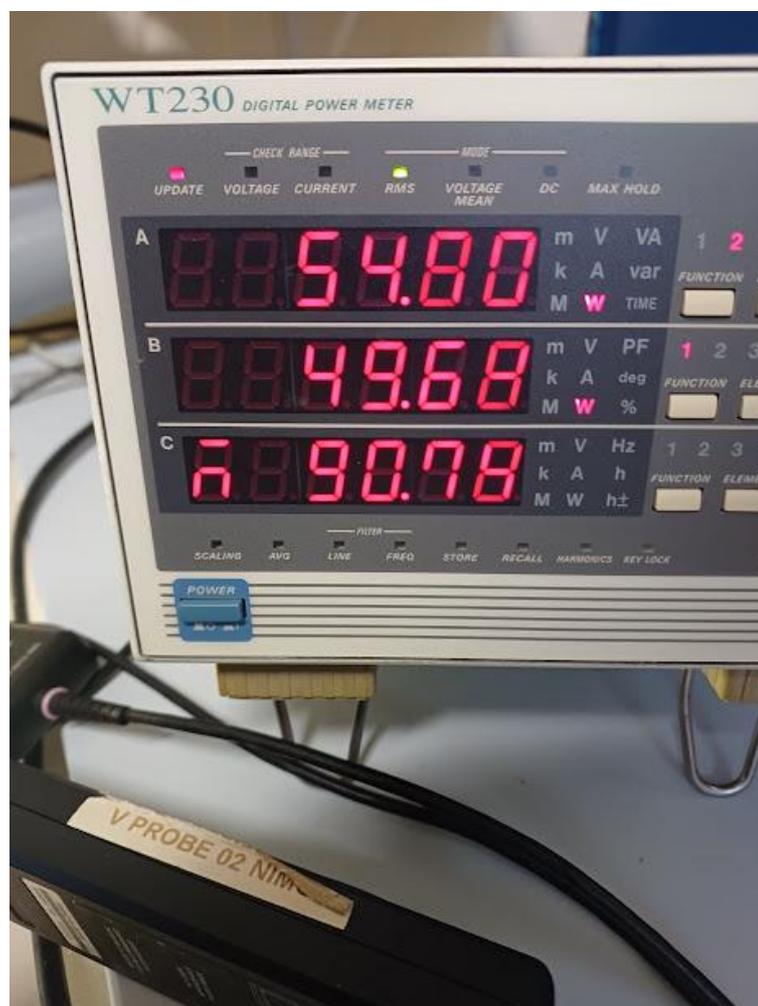
Figura 95 - Formas de onda na saída do conversor no segundo experimento



Fonte: do autor.

A eficiência do segundo conversor medida em um determinado instante foi de 90,78%. A previsão era de 89,98%, apresentando um erro percentual de 0,9%.

Figura 96 - Medição de potência e eficiência no segundo experimento



Fonte: do autor.

Da mesma maneira como foi medida as perdas no primeiro experimento, foram feitas as medições neste experimento. Utilizando também os mesmos equipamentos, para eliminar diferenças por fatores externos. Estes valores são apresentados na Tabela 21.

Tabela 21 – Perdas no segundo experimento.

Símbolo	Estimativa	Medição	Erro (%)
$P_{cond}$	0,5554W	0,5563W	0,15%
$P_{sn}$	2,9533W	2,2450W	-23,98%
$P_{mag}$	1,5135W	1,7430W	15,16%
$P_{comut}$	0,4311W	0,4836W	12,18%

## 7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi proposta uma metodologia de análise do conversor *flyback* utilizando técnicas não-convencionais. Com o intuito de buscar maior precisão na estimativa das perdas nos semicondutores, foram utilizados modelos empíricos, com a utilização de ensaios de comutação com um circuito de teste de duplo pulso (DPT) feitos em uma placa de circuito impresso.

Esta placa foi projetada para também operar como o protótipo final deste trabalho. Sendo assim, as indutâncias parasitas contidas na placa são parecidas tanto para o teste de duplo pulso quanto para os experimentos finais do conversor. O mesmo vale para o *driver* de acionamento do MOSFET, que é o mesmo para os dois experimentos, mitigando uma possível diferença.

Para as perdas relacionadas ao elemento magnético, o trabalho traz uma abordagem eficaz para utilização da análise por elementos finitos. Utilizando um *software* gratuito (FEMM) e comunicando com o Matlab através da *toolbox* OctaveFEMM. Por conta disso, é possível automatizar as simulações e gerar diversos resultados através de código. Além do mais, a FEA traz resultados mais próximos do que os modelos analíticos que provêm de aproximações.

Juntando isso às equações para perdas no *snubber*, as perdas deste trabalho estão modeladas. Foi utilizado então a técnica de Simulação de Monte Carlo (SMC) para gerar variações de parâmetros de projeto e poder visualizar o comportamento da eficiência do conversor e das perdas nos componentes diante dessas variações.

Com os dois mil projetos gerados por esses códigos (apresentados nos Anexos deste documento), foi possível perceber como a variação do *gap* do núcleo, a tensão de grampeamento do *snubber*, a relação de transformação do indutor acoplado e a frequência de comutação influem em cada uma das perdas e, também, na eficiência global. Os comentários específicos de influência de cada uma delas e seus gráficos de dispersão são apresentados na seção 5.8.

Algo a se destacar desses resultado é a ampliação da faixa de escolha da relação de transformação com elevadas eficiências, utilizando maiores tensões de grampeamento.

Por fim, o trabalho apresentou 2 experimentos finais para validação da metodologia. Os experimentos foram feitos buscando maior qualidade das medições, como mencionado na seção 4.4. Os resultados das medidas das perdas e da eficiência são considerados satisfatório, devido ao baixo erro relativo em relação à estimativa feita.

## 7.1 TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho é uma continuação de pesquisas do Núcleo de Iluminação Moderna da Universidade Federal de Juiz de Fora focados em desenvolver metodologias de projeto visando eficiência. Como proposta para futuros trabalhos, tem-se:

- análise da propagação de incertezas do projeto, como feito para o conversor SEPIC com indutores acoplados em Silva, Lopes e Almeida (2022);
- novas análises para magnéticos com outros comportamentos de corrente;
- inserção de outras geometrias de núcleo;
- modelagem eletrotérmica do circuito;
- ensaios para outros modelos de interruptores controlados.

## REFERÊNCIAS

- ALLSTAR MAGNETICS. *Leakage Inductance: Quantifying and Controlling*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://www.pσμα.com/sites/default/files/uploads/node/7179/IS01.5.pdf>>. Acesso em: 29 de agosto de 2023.
- BALIGA, B. *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. Springer US, 2010. ISBN 9780387473147. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=UiqrUWrYZXkC>>.
- BARBI, I. *Projeto físico de indutores e transformadores*. [S.l.], 2002. Disponível em: <[https://www.professorpetry.com.br/Bases\\_Dados/Apostilas\\_Tutoriais/Apostila\\_Projeto\\_Fisico\\_De\\_Magneticos.pdf](https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf)>.
- BARBOZA, I. B. *Avaliação Do Uso De Semicondutores De Nitreto De Gálio No Estágio De Controle De Uma Luminária Led Para Iluminação Pública*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2022.
- BELTRAME, F. *Análise Comparativa de Conversores Monofásicos Aplicados à Correção de Fator de Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- BENAMIMOUR, T.; BENTOUNSI, A.; DJEGHLOUD, H. Cad of electrical machines using coupled femm-matlab softwares. In: *2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- BOLSI, P. C. et al. Comparative analysis among steinmetz-based analytical models applied to inductors using iron powder material considering dc bias. In: *2022 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.
- BOSSHARD, R.; KOLAR, J. W.; WUNSCH, B. Accurate finite-element modeling and experimental verification of inductive power transfer coil design. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1648–1653.
- CHEWALE, M. et al. Grid-tied pv inverter based on interleaved flyback converter. In: *2018 International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies (ICCPCT)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 421–426.
- CRANMER, A.; SHAHBAKHTI, M.; HEDRICK, J. K. Grey-box modeling architectures for rotational dynamic control in automotive engines. In: *2012 American Control Conference (ACC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1278–1283.
- DINWOODIE, L. *Design Review: Isolated 50 Watt Flyback Converter Using the UCC3809 Primary Side Controller and the UC3965 Precision Reference and Error Amplifier*. [S.l.], 1999. Disponível em: <[https://www.ti.com/lit/an/slua086/slua086.pdf?ts=1692590530140&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slua086/slua086.pdf?ts=1692590530140&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)>. Acesso em: 21 de agosto de 2023.
- ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics: book for instructors*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 1997. 491-537 p. ISBN 9780412085413,0412085410.

ESLAMIAN, M.; KHAREZY, M.; THIRINGER, T. An accurate analytical method for leakage inductance calculation of shell-type transformers with rectangular windings. *IEEE Access*, v. 9, p. 72647–72660, 2021.

FERRAZ, R. M. *Modelagem e projeto de um conversor ressonante LLC para o acionamento de LEDs utilizando uma metodologia de elevada acurácia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

GUEDES, L. F. A. *Conversor CA.-CC. Flyback Com Elevado Fator De Potência Orientado Ao Acionamento De LEDs De Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.

HART, P. D. W. *Power Electronics*. McGraw-Hill Education, 2010. ISBN 9780073380674. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=mX6NxAEACAAJ>>.

HUANG, T.; BACHER, P.; MØLLER, J. K. Towards a smart operation - novel grey-box modelling of ultra-low temperature freezing chambers. In: *2023 8th International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6.

HURLEY, W.; GATH, E.; BRESLIN, J. Optimizing the ac resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, p. 369–376, 2000.

IEA. *Energy Efficiency: Market Report 2013*. [S.l.], 2013. Disponível em: <[https://iea.blob.core.windows.net/assets/f15f5fab-62cf-45f9-8016-2d1129fb8ca6/EEMR2013\\_free.pdf](https://iea.blob.core.windows.net/assets/f15f5fab-62cf-45f9-8016-2d1129fb8ca6/EEMR2013_free.pdf)>. Acesso em: 25 de agosto de 2023.

IEA. *World Energy Outlook 2020*. [S.l.], 2020. Disponível em: <<https://iea.blob.core.windows.net/assets/8b420d70-b71d-412d-a4f0-869d656304e4/BrazilianPortuguese-Summary-WEO2020.pdf>>. Acesso em: 25 de agosto de 2023.

INFINEON TECHNOLOGIES. *AN-CoolMOS-03: How to Select the Right CoolMOS and its Power Handling Capability*. [S.l.], 2002. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote\\_MOSFET\\_CoolMOS\\_How\\_to\\_select\\_the\\_right\\_CoolMOS-AN-v01\\_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40acf580693](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_MOSFET_CoolMOS_How_to_select_the_right_CoolMOS-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40acf580693)>. Acesso em: 23 de agosto de 2023.

JONES, E. A. et al. Characterization of an enhancement-mode 650-v gan hfet. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 400–407.

KANG, J. et al. Misalignment tolerance of inductive power transfer coupler with low loss and high magnetic induction ferromagnetic materials. In: *2022 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–5.

KANG, Y.; CHOI, B.; LIM, W. Analysis and design of a forward-flyback converter employing two transformers. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 357–362 vol. 1.

KOO, G.-B. *Application Note AN-4147: Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters*. [S.l.], 2006. Disponível em: <[https://e2e.ti.com/cfs-file/\\_\\_key/communityserver-discussions-components-files/196/Design-Guidelines-for-RCD-Snubber-of-Flyback-Converters\\_2D00\\_Fairchild-AN4147.pdf](https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/196/Design-Guidelines-for-RCD-Snubber-of-Flyback-Converters_2D00_Fairchild-AN4147.pdf)>. Acesso em: 22 de agosto de 2023.

- KORHONEN, J. et al. Double pulse test method for neutral point clamped inverter switches at the nominal rating while using only half of the nominal dc link voltage. In: *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 511–516.
- KUMAR, V. et al. A study on high-frequency transformer design with different core configurations for flyback converter topology. In: *2023 Third International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication and Sustainable Technologies (ICAECT)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–5.
- LEUENBERGER, D.; BIELA, J. Accurate and computationally efficient modeling of flyback transformer parasitics and their influence on converter losses. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10.
- LEWIS, S. *O Poder do Fracasso*. [S.l.]: Editora Sextante, 2015.
- LIU, S.-L.; ZHANG, F.-W.; ZHANG, Q. Optimal design of red parameters in flyback converter. In: *2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 583–586.
- LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall PTR, 1999. (Prentice Hall information and system sciences series). ISBN 9780136566953. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=nHFoQgAACAAJ>>.
- LOPES, P. H. C. *Retificador Buck-boost de Elevado Fator de Potência para Acionamentos de Diodos Emissores de Luz*. Leopoldina, Brasil, 2020.
- LOPES, P. H. C. et al. Controle de um retificador da buck-boost de elevado fator de potência para acionamento de led's. In: *IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*. [S.l.: s.n.], 2022.
- MEEKER, D. *Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User's Manual*. [S.l.], 2015.
- MEEKER, D. *Finite Element Method Magnetics: OctaveFEMM User's Manual*. [S.l.], 2018.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics*. [S.l.]: Wiley New York, 2011.
- NARANJO, F. C.; LEIVA, G. A. Indirect training with error backpropagation in gray-box neural model: Application to a chemical process. In: *2010 XXIX International Conference of the Chilean Computer Science Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 265–269.
- NOGUEIRA, A. F. L.; WEINERT, R. L.; MALDONADO, L. J. A. S. Finite element cad experiments on the effect of magnetic loss in power transformers with laminated cores. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, v. 13, n. 1, p. 1–19, 2021.
- OLATUNJI, A. et al. Comparative analysis of physics and finite element method based multi-objective optimization of high-frequency transformer for electric vehicle. In: *2023 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6.

- OLATUNJI, A. et al. Multi-objective and finite element based optimization of high-frequency solid state transformer for electric vehicle applications. In: *SoutheastCon 2023*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 386–392.
- ONAY, H. et al. Comparative power loss analysis of dcm flyback transformer based on fea, numeric simulation, calculation and measurements. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. P.1–P.10.
- PAULA, W. J. de. *Análise Numérica de Perdas em MOSFETs de Potência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2020.
- PAULA, W. J. de et al. An extensive comparative study of switching losses prediction in power mosfets. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 105–111.
- PERRET, R. *Power Electronics Semiconductor Devices*. Wiley, 2013. (ISTE). ISBN 9781118623206. Disponível em: <[https://books.google.com.br/books?id=YRc7EQha\\\_1QC](https://books.google.com.br/books?id=YRc7EQha\_1QC)>.
- POLYCARPOU, A. C. *Introduction to the Finite Element Method in Electromagnetics*. [S.l.]: Springer Cham, 2006.
- POMILIO, J. A. *Pré-reguladores de Fator de Potência*. [S.l.], 2018.
- PRIETO, R. et al. Study of toroidal transformers by means of 2d approaches. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 621–626 vol.1.
- RAHIMPOUR, E.; RASHTCHI, V.; AGHMASHEH, R. Parameters estimation of transformers gray box model. In: *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 372–375.
- RASHID, M. et al. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*. Elsevier Science, 2010. (Engineering). ISBN 9780080467658. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=41-7BMFjnnsC>>.
- RENGANATHAN, V.; AHMED, Q. Vulnerability analysis of highly automated vehicular systems using structural redundancy. In: *2023 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–7.
- ROHDE & SCHWARZ. *Aplication Note: TIPS & TRICKS ON DOUBLEPULSE TESTING*. [S.l.], 1983. Disponível em: <[https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/gfm347/GFM347\\_1e\\_Double\\_Pulse\\_Testing.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/gfm347/GFM347_1e_Double_Pulse_Testing.pdf)>. Acesso em: 24 de agosto de 2023.
- ROMERO, D. F. Z.; VÉLEZ, A. S.; GÓMEZ-MENDOZA, J. B. Non-linear grey-box models applied to dc motor identification. In: *2019 IEEE 4th Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–5.
- SCHLESINGER, R.; BIELA, J. Comparison of analytical models of transformer leakage inductance: Accuracy versus computational effort. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 1, p. 146–156, 2021.

SETTE, H. *O Padrão AWG*. 2015. Disponível em: <[https://www.researchgate.net/publication/282808609\\_O\\_Padrao\\_AWG](https://www.researchgate.net/publication/282808609_O_Padrao_AWG)>. Acesso em: 21 de agosto de 2023.

SHIVARAM, V. et al. A method to de-skew probes and estimate power loop inductance of wbg-dpt circuits. In: *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 2469–2473.

SILVA, J. L. *Sistema Biométrico de Controle de Acesso*. Leopoldina, Brasil, 2016.

SILVA, J. L. *Retificador de Alto Fator de Potência e Reduzido Filtro de Modo Diferencial para Alimentação de LEDs Baseados na Topologia SEPIC com Magnéticos Integrados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

SILVA, J. L.; LOPES, P. H. C.; ALMEIDA, P. S. Simulação de monte carlo para avaliação de incertezas no projeto de um conversor sepic com indutores acoplados. In: *XXIV Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2022.

SRIJEETH, J.; MOHANRAJAN, S.; VIJAYAKUMARI, A. Performance comparison of si-igbt and sic-mosfet in an inverter application using dpt. In: *2021 IEEE 2nd International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.

STEINMETZ, C. On the law of hysteresis. *Proceedings of the IEEE*, v. 72, n. 2, p. 197–221, 1984.

TEXAS INSTRUMENTS. *TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits*. [S.l.], 1983. Disponível em: <[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf?ts=1692912735922&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL494%253Futm\\_source%253Dgoogle%2526utm\\_medium%253Dcpc%2526utm\\_campaign%253Dapp-hvp-null-44700045336317425\\_prodfolderdynamic-cpc-pf-google-wwe\\_int%2526utm\\_content%253Dprodfolddynamic%2526ds\\_k%253DDYNAMIC%2BSEARCH%2BADDS%2526DCM%253Dyes%2526gclid%253DCj0KCQjw\\_5unBhCMARIsACZyzS2gT0QDn9RqL2O-Acj3lLLc4XzheQosyANngwgJ6zy5sCkoXKFGo9UaAk3xEALw\\_wcB%2526gclsrc%253Daw.ds](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf?ts=1692912735922&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL494%253Futm_source%253Dgoogle%2526utm_medium%253Dcpc%2526utm_campaign%253Dapp-hvp-null-44700045336317425_prodfolderdynamic-cpc-pf-google-wwe_int%2526utm_content%253Dprodfolddynamic%2526ds_k%253DDYNAMIC%2BSEARCH%2BADDS%2526DCM%253Dyes%2526gclid%253DCj0KCQjw_5unBhCMARIsACZyzS2gT0QDn9RqL2O-Acj3lLLc4XzheQosyANngwgJ6zy5sCkoXKFGo9UaAk3xEALw_wcB%2526gclsrc%253Daw.ds)>. Acesso em: 24 de agosto de 2023.

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. *Catálogo de Ferrite*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 23 de agosto de 2023.

TIBOLA, G.; LEMMEN, E.; DUARTE, J. Comparison between dissipative snubber and passive regenerative snubber cells as applied to isolated dcm sepic converters. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–10.

VISHAY SILICONIX. *Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>>. Acesso em: 21 de agosto de 2023.

WEI, H.; BATARSEH, I. Comparison of basic converter topologies for power factor correction. In: *Proceedings IEEE Southeastcon '98 'Engineering for a New Era'*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 348–353.

WHITMAN, D.; KAZIMIERCZUK, M. K. An analytical correction to dowell's equation for inductor and transformer winding losses using cylindrical coordinates. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 11, p. 10425–10432, 2019.

ZHANG, Q.; WANG, R.; CHEN, Y. Design of a double pulse test platform for switching devices. In: *2022 IEEE 3rd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–5.

## ANEXO A – Código Principal com Simulação de Monte Carlo

```
clc
close all
clear all
warning off
closefemm;
dbstop if error

tic
Vin = 250;
Range_VM = (Vin+100):50:600;
Vto = 132.93; rd = 20.16; Io = 350e-3;

modelo = [cellstr('NEE-30/15/14-200') cellstr('NEE
-30/15/14-250') cellstr('NEE-30/15/14-300')];
v_A1 = [200 250 300]*1e-9;
v_gap = [0.8 0.6 0.48];

rds = 1.7;
Vd0 = 0.7394; r_diode = 0.0532;

Vo = Vto+rd*Io;
Po = Vo*Io;
dVo = 0.05*Vo;

n_min = 0.2; n_max = 5;
fs_min = 20e3; fs_max = 100e3;
kcrit = 0.95;

num_projetos = 1700;
k = 1;
while k<=num_projetos

    eff = 1;
    err = 1;

    while(true)
```

```

VM_pk = Range_VM(randi(length(Range_VM),1));
n_max = (VM_pk-Vin)/Vo;
n = n_min + (n_max-n_min)*rand();
fs = fs_min + (fs_max-fs_min)*rand();
if (VM_pk-Vin-n*Vo)<0
    continue
end

sorteio = randi(length(modelo));
model = modelo(sorteio); gap = v_gap(sorteio); Al =
    v_Al(sorteio);

M = Vo/Vin;
Dcrit = n*M/(n*M+1);
D = kcrit*Dcrit;
Lm = eff*(D^2*Vin^2)/(2*fs*Po);
Co = Po/(2*pi*fs*Vo*dVo);

try
    [t, i1t, i2t, I1_rms, I2_rms, I1f, I2f, f] =
        espectro_corrente(fs, Lm, Vin, D, n, Vo);

    [N1, N2, ncond1, awg1, ncond2, awg2, I1max] =
        transformador(Al, Lm,n,fs,Vo,Vin,D,I1_rms,
            I2_rms);

    [kc, Llk, P_nucleo, P_cobre] = simulacao_femm(
        awg1, awg2, N1, N2, ncond1, ncond2, I1f, I2f,
        f, gap);

    [p_comut] = perda_comutacao(fs, VM_pk, I1max);

    [perdas_cond, Psn, Rsn, Csn, tsn] =
        perdas_circuito(Vin,Vo, D, Lm,Llk, kc, fs, rds
            ,VM_pk,n, i1t,i2t, Vd0,r_diode);

catch ME
    continue

```

```

end

Ploss = perdas_cond+Psn+sum(P_nucleo)+sum(real(
    P_cobre))+p_comut;

eff_est = Po/(Po+Ploss);

if Ploss < Po && Ploss > 0 && tsn >0
    break
end
end
h=0;
while abs(err) > 0.01 && h<10

    Lm = eff*(D^2*Vin^2)/(2*fs*Po);
    h=h+1;
    h

    try

        [t, i1t, i2t, I1_rms, I2_rms, I1f, I2f, f] =
            espectro_corrente(fs, Lm, Vin, D, n, Vo);

        [N1, N2, ncond1, awg1, ncond2, awg2, I1max] =
            transformador(A1, Lm,n,fs,Vo,Vin,D,I1_rms,
                I2_rms);

        [kc, Llk, P_nucleo, P_cobre] = simulacao_femm(
            awg1, awg2, N1, N2, ncond1, ncond2, I1f, I2f,
            f, gap);

        [p_comut] = perda_comutacao(fs, VM_pk, I1max);

        [perdas_cond, Psn, Rsn, Csn, tsn] =
            perdas_circuito(Vin,Vo, D, Lm,Llk, kc, fs, rds
                ,VM_pk,n, i1t,i2t, Vd0,r_diode);

    catch ME
        continue

```

```

end

Ploss = perdas_cond+Psn+sum(P_nucleo)+sum(real(
    P_cobre))+p_comut;

eff_est = Po/(Po+Ploss);

err = eff - eff_est;      %erro na eficiencia
eff = eff_est;           %nova estimativa de
                        eficiencia

end

if h==10
    continue
elseif eff<=1 %se projeto faz sentido fisico
    solutions(k,:) = [eff n fs/1e3 D Vin VM_pk];
    components(k,:) = [Lm/1e-6 Llk/1e-6 Co/1e-6 Rsn/1e3
        Csn/1e-9];
    magnetico(k,:) = [Al, gap, N1, N2, awg1, awg2, ncond1
        , ncond2];
    perdas(k,:) = [perdas_cond Psn sum(P_nucleo) sum(real
        (P_cobre)) p_comut];

    [max_eff, index] = max(solutions(:,1));
    best = solutions(index,:);

end

disp(['numero do projeto: ' num2str(k)])
k=k+1;

end

time = toc;

disp(['tempo total: ' num2str(fix(time/3600)) ' horas, '

```

```
num2str(fix(mod(time,3600)/60)) ' minutos e ' num2str(fix(  
mod(time,60)) ' segundos. '])  
disp(['tempo por projeto (s): ' num2str(time/num_projetos)])
```

## ANEXO B – Função Espectro de Corrente

```

function [t, i1t, i2t, I1_rms, I2_rms, I1f, I2f, f] =
    espectro_corrente(fs, Lm, Vin, D, n, Vo)
Fsmp = fs*100;
Tsmp = 1/Fsmp;
Ts = 1/fs;

t = 0:Tsmp:(1/fs)-Tsmp;
vg = Vin*ones(length(t));

for i = 1 : length(t)
    nciclo = fix(t(i)/Ts);

    if t(i) <= (nciclo*Ts+(Ts*D))
        i1t(i) = vg(i)*(t(i)-nciclo*Ts)/(Lm);
        i2t(i) = 0;
        maxi = i;
    else
        i2pk = vg(maxi)*D*Ts/Lm*n;
        if i2pk >= 0
            i2t(i) = i2pk - Vo/(Lm/n^2)*(t(i)-(nciclo*Ts+(Ts*D)));
        else
            i2t(i) = i2pk + Vo/(Lm/n^2)*(t(i)-(nciclo*Ts+(Ts*D)));
        end

        if i2t(i) < 0 & i2pk >=0
            i2t(i)=0;
        elseif i2t(i) > 0 & i2pk <=0
            i2t(i)=0;
        end
        i1t(i) = 0;
    end
end

I1_rms = sqrt(sum(i1t.^2)/length(i1t));

```

```

I2_rms = sqrt(sum(i2t.^2)/length(i2t));

irt = i1t + i2t/n;

Irf = (fft(irt)/length(irt));
Irf = Irf(1:length(irt)/2+1);
Irf(2:end-1) = 2*Irf(2:end-1);

I1f = (fft(i1t)/length(i1t));
I1f = I1f(1:length(i1t)/2+1);
I1f(2:end-1) = 2*I1f(2:end-1);

I2f = (fft(i2t)/length(i2t));
I2f = I2f(1:length(i2t)/2+1);
I2f(2:end-1) = 2*I2f(2:end-1);

f = Fsmp*(0:(length(irt)/2))/length(irt);

Irfordenado = sort(abs(Irf),'descend');

contribuicaoPercentualr = sqrt(cumsum(Irfordenado.^2))/sqrt(
    sum(Irfordenado.^2));
auxr = find(contribuicaoPercentualr<=0.999);

limiarIr = Irfordenado(auxr(end));

harmonicaselecionadasIr = find(abs(Irf)>=limiarIr);

f = f(harmonicaselecionadasIr);
Irf = Irf(harmonicaselecionadasIr);
I1f = I1f(harmonicaselecionadasIr);
I2f = I2f(harmonicaselecionadasIr);

end

```

### ANEXO C – Função para Projeto do Transformador

```

function [model, gap, N1, N2, ncond1, awg1, ncond2, awg2,
        I1max] = projeto_transformador(Lm,n,fs,Vo,Vin,D,I1_rms,
        I2_rms)

%Constantes
fo = 0.7; %Fator de ocupacao do cobre no carretel
Jmax = 500e4; %Densidade de corrente maxima no cobre
Bsat = 0.3; %Densidade de fluxo de saturacao
m0 = pi*4e-7; %Permeabilidade magnetica do vacuo
RoCobre = 17.3e-9; %Resistividade do cobre

%Dados dos nucleos utilizados (30/15/14)
modelo = [cellstr('NEE-30/15/14-200') cellstr('NEE
        -30/15/14-250') cellstr('NEE-30/15/14-300') cellstr('NEE
        -30/15/14-350') cellstr('NEE-30/15/14-400')];
A1 = [200 250 300 350 400]*1e-9;
gap = [0.8 0.6 0.48 0.39 0.33];
Ac = 105.12e-6; %Area da perna central

%Tabela AWG, Diametro, Secao
tblAwg = [18,0.0010237578253854,0.0000008231601739;
19,0.0009116856776622,0.0000006528000000;
20,0.0008118822188652,0.0000005176973493;
21,0.0007230043790966,0.0000004105553698;
22,0.0006438561161291,0.0000003255873571;
23,0.0005733723200887,0.0000002582042152;
24,0.0005106044801133,0.0000002047666020;
25,0.0004547079201023,0.0000001623883687;
26,0.0004049304317853,0.0000001287806802;
27,0.0003606021521440,0.0000001021283958;
28,0.0003211265489669,0.0000000809920340;
29,0.0002859723932269,0.0000000642300265;
30,0.0002546666102539,0.0000000509370626;
31,0.0002267879134988,0.0000000403951934;
32,0.0002019611352186,0.0000000320350560;
33,0.0001798521777882,0.0000000254051219;
34,0.0001601635176992,0.0000000201473105;

```

```

35,0.0001426302017427,0.0000000159776489;
36,0.0001270162814941,0.0000000126709352];

Rt = 1./A1;
N1 = sqrt(Lm.*Rt);
N2 = N1./n;

beta = n*Vo/Vin;

I1max = Vin*D/(Lm*fs);
I2max = n*Vin*D/(Lm*fs);

NItotal = I1max.*N1;
phi = NItotal./Rt;
B = phi./Ac;

aux = find(B<=0.3);

if isempty(aux)
    disp('0_nucleo_satura')
else
    sorteio = randi(length(aux));
    model = modelo(sorteio);
    gap = gap(sorteio);
    N1 = fix(N1(sorteio));
    N2 = fix(N2(sorteio));

%Calculo da profundidade de penetracao
delta = sqrt(2*RoCobre/(2*pi*fs*m0));
%Secao maxima dos condutores
Smax = pi*(delta)^2;

pos1 = min(find(tblAwg(:,3)<Smax));
if isempty(pos1)
    pos1 = 1;
end
Smax = tblAwg(pos1,3);

```

```
%Secao minima do condutor do enrolamento primario
Sfio1 = I1_rms/Jmax;
ncond1 = ceil(Sfio1/Smax);

if ncond1 == 1
    dn1 = sqrt(4*Sfio1/pi)*1e3;
    awg1 = fix(-39*(log(dn1/0.127)/log(92))+36);
else
    dn1 = sqrt(4*Smax/pi)*1e3;
    awg1 = fix(-39*(log(dn1/0.127)/log(92))+36);
end

%Secao minima do condutor do enrolamento secundario
Sfio2 = I2_rms/Jmax;
ncond2 = ceil(Sfio2/Smax);

if ncond2 == 1
    dn2 = sqrt(4*Sfio2/pi)*1e3;
    awg2 = fix(-39*(log(dn2/0.127)/log(92))+36);
else
    dn2 = sqrt(4*Smax/pi)*1e3;
    awg2 = fix(-39*(log(dn2/0.127)/log(92))+36);
end

end
```

## ANEXO D – Função para Simulação no FEMM

```

function[kc, Llk, P_nucleo, P_cobre]=simulacao_femm(awg1,
    awg2, N1, N2, ncond1, ncond2, I1f, I2f, f, gap)

addpath('c:\\femm42\\mfiles');
savepath;
%% Transformer's geometry - Nucleo NEE thornton 30/15/14

% Core dimensions
Core_width = 30;
Core_hight = 30;
Core_depth = 14.6;
Central_limb_thickness = 7.2;

mr = 2220;
m0 = 4*pi*1e-7;

sigma_cobre = 58;

dn1 = 0.127*92^((36-awg1)/39);
dn2 = 0.127*92^((36-awg2)/39);

Sfio1 = pi*(dn1^2)/4; %area do fio
Sfio2 = pi*(dn2^2)/4;

fo = 0.7; %fator de ocupacao

Senr1 = ncond1*Sfio1*N1/fo;
Senr2 = ncond2*Sfio2*N2/fo;

% Windings

Window_hight = 19.4;
Window_width = 6.15;
Window_depth = Core_depth;

comprimento_femm = 2*Window_depth;

```

```

largura_carretel = 8.7;

xcar = (largura_carretel-Central_limb_thickness)/2; %posicao
altura_carretel = 19-0.9*2;

Width1 = Senr1/altura_carretel;
Width2 = Senr2/altura_carretel;
fita = 0.2;

addpath('c:\\femm42\\mfiles');
savepath;

%% FEMM model

openfemm;
% main_maximize;
main_minimize;
newdocument(0);
mi_probdef(0, 'millimeters', 'planar', 1.e-8,
    Central_limb_thickness, 30);

% Define the geometry
mi_drawpolygon([Core_depth/2,-Core_height/2;
    Core_depth/2,Core_height/2;
    -Core_depth/2,Core_height/2;
    -Core_depth/2,-Core_height/2]);

mi_drawpolygon([-Core_depth/2,0;
    Core_depth/2,0;
    Core_depth/2,-gap;
    -Core_depth/2,-gap]);

xcar = (15.9-Core_depth)/2;

mi_drawpolygon([Core_depth/2+xcar,-altura_carretel/2;
    Core_depth/2+Width1+xcar,-altura_carretel/2;
    Core_depth/2+Width1+xcar,altura_carretel/2;
    Core_depth/2+xcar,altura_carretel/2]);

```

```

mi_drawpolygon([Core_depth/2+Width1+xcar+fita,-
    altura_carretel/2;
                Core_depth/2+Width1+Width2+xcar+fita,-
                altura_carretel/2;
                Core_depth/2+Width1+Width2+xcar+fita,
                altura_carretel/2;
                Core_depth/2+Width1+xcar+fita,altura_carretel
                /2]);

mi_drawpolygon([-Core_depth/2-xcar,-altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-Width1-xcar,-altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-Width1-xcar,altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-xcar,altura_carretel/2]);

mi_drawpolygon([-Core_depth/2-Width1-xcar-fita,-
    altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-Width1-Width2-xcar-fita,-
                altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-Width1-Width2-xcar-fita,
                altura_carretel/2;
                -Core_depth/2-Width1-xcar-fita,
                altura_carretel/2]);

% Add the boundary conditions

mi_drawarc([0 3*Core_hight; 0 -3*Core_hight], 180, 2.5);
mi_drawarc([0 -3*Core_hight; 0 3*Core_hight], 180, 2.5);

mi_selectarcsegment(3*Core_hight,0);
mi_setarcsegmentprop(2.5, 'Asymptotic', 0, 0);
mi_selectarcsegment(-3*Core_hight,0);
mi_setarcsegmentprop(2.5, 'Asymptotic', 0, 0);

% Add material labels

mi_addblocklabel(0,gap);
mi_addblocklabel(0,-2*gap);

```

```

mi_addblocklabel(Core_width,0);
mi_addblocklabel(Core_depth/2+Width1/2+xcar,Window_hight/4);
mi_addblocklabel(-Core_depth/2-Width1/2-xcar,Window_hight/4);
mi_addblocklabel(Core_depth/2+Width1+Width2/2+xcar+fita,-
    Window_hight/4);
mi_addblocklabel(-Core_depth/2-Width1-Width2/2-xcar-fita,-
    Window_hight/4);
mi_addblocklabel(0,-gap/2);

% Add materials properties

mi_getmaterial('Air');
mi_addmaterial(strcat(num2str(awg1), '_AWG'), 1, 1, 0, 0,
    sigma_cobre, 0, 0, 1, 5, 0, 0, ncond1, dn1);
mi_addmaterial(strcat(num2str(awg2), '_AWG'), 1, 1, 0, 0,
    sigma_cobre, 0, 0, 1, 5, 0, 0, ncond2, dn2);

mi_addmaterial('IP12R', mr, mr, 18, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0);

% Add winding properties
series = 1;
parallel = 0;
mi_addcircprop('Primary', 0, series);
mi_addcircprop('Secondary', 0, series);

% Define area properties
automesh = 1;
meshsize = 1;
magdir = 0;
air = 0;
J1pos = 1;
J1neg = 2;
J2pos = 3;
J2neg = 4;
nucleo = 5;

mi_selectlabel(Core_width,0);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,

```

```

    air, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(0,gap);
mi_setblockprop('IP12R', automesh, meshsize, '<None>', magdir
    , nucleo, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(0,-2*gap);
mi_setblockprop('IP12R', automesh, meshsize, '<None>', magdir
    , nucleo, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(Core_depth/2+Width1/2+xcar,Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg1), '□AWG'), automesh,
    meshsize, 'Primary', magdir, J1pos, N1);
mi_clearselected

mi_selectlabel(-Core_depth/2-Width1/2-xcar,Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg1), '□AWG'), automesh,
    meshsize, 'Primary', magdir, J1neg, -N1);
mi_clearselected

mi_selectlabel(Core_depth/2+Width1+Width2/2+xcar+fita,-
    Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg2), '□AWG'), automesh,
    meshsize, 'Secondary', magdir, J2pos, N2);
mi_clearselected

mi_selectlabel(-Core_depth/2-Width1-Width2/2-xcar-fita,-
    Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg2), '□AWG'), automesh,
    meshsize, 'Secondary', magdir, J2neg, -N2);
mi_clearselected

mi_selectlabel(0,-0.5*gap);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
    air, 0);
mi_clearselected

```

```

mi_zoomnatural();
mi_saveas('C:\Resultados_Femm\double2d_frontal.fem');

%% calculo das indutancias

mi_setcurrent('Primary', 1);
mi_setcurrent('Secondary', 0);

mi_analyze();
mi_loadsolution();

medicao = mo_getcircuitproperties('Primary');
L11_lat = medicao(3);
medicao = mo_getcircuitproperties('Secondary');
L12_lat = medicao(3);

% Add winding properties
mi_setcurrent('Primary', 0);
mi_setcurrent('Secondary', 1);

mi_analyze();
mi_loadsolution();

medicao = mo_getcircuitproperties('Secondary');
L22_lat = medicao(3);
medicao = mo_getcircuitproperties('Primary');
L21_lat = medicao(3);

openfemm;
main_minimize;
newdocument(0);
mi_probdef(0, 'millimeters', 'planar', 1e-8, Core_depth, 30);

% Define the geometry
mi_drawpolygon([Core_width/2,-Core_height/2;
               Core_width/2,Core_height/2;

```

```

-Core_width/2,Core_hight/2;
-Core_width/2,-Core_hight/2]);

mi_drawpolygon([Central_limb_thickness/2,-Window_hight/2;
Central_limb_thickness/2+Window_width,-
Window_hight/2;
Central_limb_thickness/2+Window_width,
Window_hight/2;
Central_limb_thickness/2,Window_hight/2]);

mi_drawpolygon([Central_limb_thickness/2+xcar,-
altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+Width1+xcar,-
altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+Width1+xcar,
altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+xcar,altura_carretel
/2]);

mi_drawpolygon([Central_limb_thickness/2+Width1+xcar+fita,-
altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+Width1+Width2+xcar+
fita,-altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+Width1+Width2+xcar+
fita,altura_carretel/2;
Central_limb_thickness/2+Width1+xcar+fita,
altura_carretel/2]);

mi_drawpolygon([-Central_limb_thickness/2,-Window_hight/2;
-Central_limb_thickness/2-Window_width,-
Window_hight/2;
-Central_limb_thickness/2-Window_width,
Window_hight/2;
-Central_limb_thickness/2,Window_hight/2]);

mi_drawpolygon([-Central_limb_thickness/2-xcar,-
altura_carretel/2;
-Central_limb_thickness/2-Width1-xcar,-
altura_carretel/2;

```

```

        -Central_limb_thickness/2-Width1-xcar,
        altura_carretel/2;
        -Central_limb_thickness/2-xcar,
        altura_carretel/2]);

mi_drawpolygon([-Central_limb_thickness/2-Width1-xcar-fita,-
    altura_carretel/2;
        -Central_limb_thickness/2-Width1-Width2-xcar-
        fita,-altura_carretel/2;
        -Central_limb_thickness/2-Width1-Width2-xcar-
        fita,altura_carretel/2;
        -Central_limb_thickness/2-Width1-xcar-fita,
        altura_carretel/2]);

mi_drawpolygon([-Central_limb_thickness/2,0;
    Central_limb_thickness/2,0;
    Central_limb_thickness/2,-gap;
    -Central_limb_thickness/2,-gap]);

% Add the boundary conditions

mi_drawarc([0 3*Core_hight; 0 -3*Core_hight], 180, 2.5);
mi_drawarc([0 -3*Core_hight; 0 3*Core_hight], 180, 2.5);

mi_selectarcsegment(3*Core_hight,0);
mi_setarcsegmentprop(2.5, 'Asymptotic', 0, 0);
mi_selectarcsegment(-3*Core_hight,0);
mi_setarcsegmentprop(2.5, 'Asymptotic', 0, 0);

% Add material labels

mi_addblocklabel(0,gap);
mi_addblocklabel(Core_width,0);
mi_addblocklabel(Central_limb_thickness/2+Width1/2+xcar,
    Window_hight/4);
mi_addblocklabel(-Central_limb_thickness/2-Width1/2-xcar,
    Window_hight/4);

```

```

mi_addblocklabel(Central_limb_thickness/2+Width1+Width2/2+
    xcar+fita,-Window_hight/4);
mi_addblocklabel(-Central_limb_thickness/2-Width1-Width2/2-
    xcar-fita,-Window_hight/4);
mi_addblocklabel(0,-gap/2);
mi_addblocklabel((Central_limb_thickness+Width1+Width2+
    Window_width+xcar+fita)/2,0);
mi_addblocklabel(-(Central_limb_thickness+Width1+Width2+
    Window_width+xcar+fita)/2,0);

% Add materials properties

mi_getmaterial('Air');
mi_addmaterial(strcat(num2str(awg1), '□AWG'), 1, 1, 0, 0,
    sigma_cobre, 0, 0, 1, 5, 0, 0, ncond1, dn1);
mi_addmaterial(strcat(num2str(awg2), '□AWG'), 1, 1, 0, 0,
    sigma_cobre, 0, 0, 1, 5, 0, 0, ncond2, dn2);

mi_addmaterial('IP12R', mr, mr, 18, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0);

% Add winding properties
series = 1;
parallel = 0;
mi_addcircprop('Primary', 0, series);
mi_addcircprop('Secondary', 0, series);

mi_selectlabel(Core_width,0);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
    air, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(0,gap);
mi_setblockprop('IP12R', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
    , nucleo, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(Central_limb_thickness/2+Width1/2+xcar,
    Window_hight/4);

```

```

mi_setblockprop(strcat(num2str(awg1), '□AWG'), automesh,
  meshsize, 'Primary', magdir, J1pos, N1);
mi_clearselected

mi_selectlabel(-Central_limb_thickness/2-Width1/2-xcar,
  Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg1), '□AWG'), automesh,
  meshsize, 'Primary', magdir, J1neg, -N1);
mi_clearselected

mi_selectlabel(Central_limb_thickness/2+Width1+Width2/2+xcar+
  fita,-Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg2), '□AWG'), automesh,
  meshsize, 'Secondary', magdir, J2pos, N2);
mi_clearselected

mi_selectlabel(-Central_limb_thickness/2-Width1-Width2/2-xcar
  -fita,-Window_hight/4);
mi_setblockprop(strcat(num2str(awg2), '□AWG'), automesh,
  meshsize, 'Secondary', magdir, J2neg, -N2);
mi_clearselected

mi_selectlabel(0,-0.5*gap);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
  air, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel((Central_limb_thickness+Width1+Width2+
  Window_width+xcar)/2,0);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
  air, 0);
mi_clearselected

mi_selectlabel(-(Central_limb_thickness+Width1+Width2+
  Window_width+xcar)/2,0);
mi_setblockprop('Air', automesh, meshsize, '<None>', magdir,
  air, 0);
mi_clearselected

```

```

mi_zoomnatural();
mi_saveas('C:\Resultados_Femm\double2d_frontal.fem');

%% calculo das indutancias

mi_setcurrent('Primary', 1);
mi_setcurrent('Secondary', 0);

mi_analyze();
mi_loadsolution();

%Integrais
Aj = 0;
A = 1;
cross_section = 5;

medicao = mo_getcircuitproperties('Primary');
L11_front = medicao(3);
medicao = mo_getcircuitproperties('Secondary');
L12_front = medicao(3);

% Add winding properties
mi_setcurrent('Primary', 0);
mi_setcurrent('Secondary', 1);

mi_analyze();
mi_loadsolution();

mo_groupselectblock(nucleo);
volume = mo_blockintegral(10);

medicao = mo_getcircuitproperties('Secondary');
L22_front = medicao(3);
medicao = mo_getcircuitproperties('Primary');
L21_front = medicao(3);

L11 = L11_front + L11_lat;
L22 = L22_front + L22_lat;
L12 = L12_front + L12_lat;

```

```

L21 = L21_front + L21_lat;

n_femm = sqrt(L11/L22);
kc = L12/sqrt(L11*L22);
Lm_femm = kc*L11;

b1 = Width1*1e-3;
b2= Width2*1e-3;
bg = fita*1e-3;

R = b1 + b2 + bg;
P1 = (2*8.7 + 2*15.9)*1e-3;
P2 = P1 + 2*pi*R;

mlt = (P1+P2)/2;
mlt_disp_femm = (2*7.2 + 2*14.6)*1e-3;
mlt_perda_femm = (2*14.6)*1e-3;
Llk = (1-kc)*(L11+L22*n_femm^2)*(mlt/mlt_disp_femm);
ganho_cobre = mlt/mlt_perda_femm;
kh = 140.9782;
kf = 9.4193e-04;

for j=1:length(f)
    mi_probdef(f(j), 'millimeters', 'planar', 1e-8,
        Core_depth, 30);

    mi_setcurrent('Primary', I1f(j));
    mi_setcurrent('Secondary', I2f(j));

    mi_analyze();
    mi_loadsolution();
    mo_groupselectblock(J1pos);
    mo_groupselectblock(J2pos);
    mo_groupselectblock(J1neg);
    mo_groupselectblock(J2neg);
    P_cobre(j) = ganho_cobre*mo_blockintegral(6);
    mo_clearblock;

```

```
mo_addcontour(-Central_limb_thickness/2,0);
mo_addcontour(Central_limb_thickness/2,0);
aux = mo_lineintegral(0);
Bn(j) = aux(2);
mo_clearcontour;

P_nucleo(j) = kh*f(j)*volume*abs(Bn(j))^2 + (kf*(f(j))^2)
             *volume*abs(Bn(j))^2;
```

```
end
```

```
end
```

**ANEXO E – Função para perdas no *snubber* e por condução nos semicondutores**

```

function[perdas_cond, Psn, Rsn, Csn, tsn] = perdas_circuito(
    Vin,Vo, D, Lm,Llk, kc, fs, rds,VM_pk,n, i1t,i2t, Vd0,
    r_diode)

Lp = Lm/kc;           %propria primario

IM = (Vin*D)/(Lp*fs);           %pico MOSFET
Pcond = mean(rds.*i1t.^2);       %perdas conducao MOSFET
P_d = mean(r_diode.*i2t.^2+Vd0.*i2t); %perdas conducao diodo
    secundario

%projeto snubber - para o pico:
ksn = 0.1;
Vsn = VM_pk - Vin;           %tensao capacitor snubber
tsn = IM*Llk/(Vsn-n*Vo);     %tempo de grampeamento
    snubber
Psn = 0.5*Vsn*IM*tsn*fs;
Rsn = (Vsn^2)/Psn;           %resistor do snubber

dVsn = ksn*Vsn;           %ondulacao do snubbber
Csn = Vsn/(dVsn*Rsn*fs);   %capacitor do snubber

perdas_cond = Pcond+P_d;

```

## ANEXO F – Código em C para duplo pulso

```
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/timer.h"

uint32_t ui32Period0, ui32Period1, ui32Period2, ui32Period3;
float L, Vb, Ip, t1, t2, t3, t0, clock;
int state;

int main(void)
{

    state = 0;

    L = 0.00483;
    Vb = 600;
    Ip = 1;

    t0 = 50e-3;
    t1 = L*Ip/Vb;

    SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5 | SYSCTL_USE_PLL |
        SYSCTL_XTAL_16MHZ | SYSCTL_OSC_MAIN);

    clock = SysCtlClockGet();

    ui32Period0 = t0/(1/clock);
    ui32Period1 = t1/(1/clock);
```

```

SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);

while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_GPIOF))
{
}

GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2);
GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0x00);

SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);
TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_A_ONE_SHOT);
TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Period0 - 1);
IntEnable(INT_TIMER0A);
TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
IntMasterEnable();
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);

while(1)
{

}
}

void Timer0IntHandler(void)
{
    // Clear the timer interrupt
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);

    t0 = 50e-3;
    t1 = L*Ip/Vb;

    ui32Period0 = t0/(1/clock);

```

```
ui32Period1 = t1/(1/clock);

switch(state)
{
    case 0:
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0xFF);
        TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Period1
            -1);
        TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);
        state = 1;
        break;

    case 1:
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0x00);
        SysCtlDelay(21);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0xFF);
        SysCtlDelay(21);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0x00);
        TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Period0
            -1);
        TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);
        state = 0;
        break;

}

}
```