

Universidade Federal de Juiz De Fora  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Josué Lima da Silva

RETIFICADOR DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDO FILTRO  
DE MODO DIFERENCIAL PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS BASEADO  
NA TOPOLOGIA SEPIC ISOLADA COM MAGNÉTICOS INTEGRADOS

Juiz de Fora  
2019

Josué Lima da Silva

Retificador de Alto Fator de Potência e Reduzido Filtro de Modo Diferencial  
para Alimentação de LEDs Baseado na Topologia SEPIC Isolada com  
Magnéticos Integrados

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng.

Juiz de Fora, MG - Brasil

2019

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Silva, Josué Lima da.

Retificador de Alto Fator de Potência e Reduzido Filtro de Modo Diferencial para Alimentação de LEDs Baseado na Topologia SEPIC Isolada com Magnéticos Integrados / Josué Lima da Silva. -- 2019. 145 p. : il.

Orientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. SEPIC Isolado. 2. Indutores Acoplados. 3. Magnéticos Integrados. 4. Interferência Eletromagnética. 5. Diodos Emissores de Luz. I. Almeida, Pedro Santos, orient. II. Título.

Josué Lima da Silva

Retificador de Alto Fator de Potência e Reduzido Filtro de Modo Diferencial  
para Alimentação de LEDs Baseado na Topologia SEPIC Isolada com  
Magnéticos Integrados

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 24 de setembro de 2019.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Pedro Santos Almeida (Orientador)  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa  
Universidade Federal de Santa Maria

---

Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares  
Universidade Federal de Juiz de Fora

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado força e saúde para a conclusão deste trabalho.

Aos meus pais que acreditaram no meu sonho e me deram o suporte financeiro e afetivo.

Ao meu irmão Davi pela amizade e apoio.

À minha namorada Jéssica pelo carinho, compreensão e por ter me motivado nas vezes em que eu quis desistir.

Aos meus amigos e colegas do CEFET-MG, em especial aos técnicos de laboratório Rodrigo Carvalho Lôbo e Maico da Silva Lima pelo auxílio na usinagem das placas de circuito impresso.

Aos meus amigos e colegas da UFJF, em especial ao Dalmo Cardoso da Silva Júnior e Frederico Ferreira Panoeiro pela amizade. Ao Vinícius Moraes de Albuquerque pelo auxílio na usinagem das placas de circuito impresso.

Ao meu orientador, Prof. Pedro Santos Almeida pela amizade e contribuições dadas ao trabalho.

Aos membros da banca examinadora pela disposição em analisar e contribuir com este trabalho.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta para alimentação de LEDs empregando um *driver off-line*, isolado e de estágio único baseado no conversor SEPIC com indutores acoplados operando em modo de condução descontínua (DCM). A topologia escolhida permite a redução do conteúdo harmônico de alta frequência da corrente de entrada mediante ajuste dos parâmetros dos indutores acoplados (uma técnica conhecida como *ripple steering*), cujo benefício é a redução da indutância e volume do filtro EMI de modo diferencial. Outro benefício da técnica é a possibilidade de integração dos indutores acoplados e do transformador isolador em um único magnético, o que contribui para um conversor com menor número de componentes, tornando-o uma alternativa com número de componentes similar a de um conversor *flyback*, considerado um padrão de projeto da indústria no que se trata de *drivers* isolados e de estágio único. Em relação ao *flyback*, a topologia escolhida permitiu uma redução teórica de 7,61 vezes da indutância do filtro de modo diferencial. Para que a implementação prática do conversor fosse possível, foi desenvolvida uma nova estrutura magnética, especialmente projetada para a aplicação. Além da modelagem analítica do conversor e da estrutura magnética, técnicas de simulação como SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) e FEM (*Finite Element Method*) também são utilizadas. Por fim, é apresentado um protótipo para acionamento em malha aberta de uma luminária de iluminação pública de 50 W a partir de uma rede de 220 V eficazes. Os resultados experimentais mostram que o protótipo apresenta alto fator de potência (0,978), elevada eficiência (93%), baixa distorção harmônica total (4,7%), atendimento integral aos requisitos mínimos da norma IEC 61000-3-2 classe C e atendimento parcial a norma EN55015.

Palavras-Chave: SEPIC isolado. Indutores Acoplados. Magnéticos Integrados. Interferência Eletromagnética. Filtro de Modo Diferencial. Diodos Emissores de Luz. Correção Ativa do Fator de Potência.

## ABSTRACT

This work presents a proposition for feeding of LEDs by using an isolated and single-staged off-line driver, based on the SEPIC converter with coupled inductors working on discontinuous conduction mode (DCM). The chosen topology allows the reduction of the high frequency harmonic content of the input current adjusting the parameters of the coupled inductors (a technique known as ripple steering), which the benefits is the reduction of the inductance and volume of the differential mode EMI filter. Another benefit of the applied technique is the possibility of integrating the coupled inductors and the isolating transformer in a single magnetic, which contributes to a converter with smaller number of components, making it an alternative with number of components similar to a flyback converter, considered an industry design standard for single-stage and isolated drivers. Regarding the flyback, the chosen topology allowed a theoretical reduction of 7.61 times of the inductance of differential mode filter. A new magnetic structure was specially developed for this work in order to make the implementation of the converter prototype possible. Besides the analytical modelling of the converter and the new magnetic structure, some simulation techniques were also used, such as, the FEM (Finite Element Method) and the SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Finally, a prototype for open loop driving of a 50 W street light fixture from an effective 220 V grid is presented. The experimental results show that the prototype features high power factor (0.978), high efficiency (93%), low total harmonic distortion (4.7%), full compliance with minimum requirements of IEC 61000-3-2 class C and partial compliance with EN55015.

Keywords: Isolated SEPIC. Coupled Inductors. Integrated Magnetics. Electromagnetic Interference. Differential Mode EMI Filter. Light-Emitting Diodes. Active Power Factor Correction.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Evolução da eficácia luminosa das tecnologias de iluminação em função do tempo .....	17
Figura 1.2 - Diagrama de blocos de um retificador de elevado fator de potência com dois estágios .....	18
Figura 1.3 - Conversor flyback operando em modo DCM.....	19
Figura 1.4 - Conversor SEPIC operando em modo DCM.....	20
Figura 2.1 - Correntes de modo diferencial em uma fonte chaveada .....	24
Figura 2.2 - Correntes de modo comum em uma fonte chaveada .....	24
Figura 2.3 - Circuito equivalente da LISN .....	26
Figura 2.4: Circuito equivalente da LISN para baixas frequências .....	26
Figura 2.5 - Circuito equivalente da LISN para altas frequências.....	27
Figura 2.6 - Limites das emissões conduzidas de acordo com a EN 55015.....	28
Figura 2.7 - Filtro $\pi$ .....	30
Figura 2.8 - Conceito do cancelamento de <i>ripple</i> e suas formas de onda .....	30
Figura 2.9 - Conversor <i>boost</i> modificado com indutores acoplados .....	31
Figura 3.1 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC em sua topologia não isolada.....	33
Figura 3.2 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado.....	34
Figura 3.3 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado referenciado ao lado primário do transformador.....	35
Figura 3.4 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de magnetização .....	37
Figura 3.5 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de desmagnetização.....	39
Figura 3.6 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de descontinuidade .....	41
Figura 3.7 - Principais formas de onda do conversor .....	42
Figura 3.8 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado com indutores acoplados..	44
Figura 3.9 - Modelo de duas portas do indutor acoplado .....	45
Figura 3.10 - Modelo T desacoplado.....	45
Figura 3.11 - Razão $L1/L11$ em função de $k_c$ e $n_k$ .....	51
Figura 3.12 - Razão $L2/L22$ em função de $k_c$ e $n_k$ .....	51
Figura 4.1 - Indutor simples .....	54



Figura 4.2 - Analogia entre circuitos elétricos e circuitos magnéticos.....	57
Figura 4.3 - (a) Indutor com <i>gap</i> e (b) Circuito magnético equivalente.....	58
Figura 4.4 - Espreadimento de um campo magnético no entreferro .....	59
Figura 4.5 - Vistas frontal e superior de um núcleo tipo E.....	60
Figura 4.6 - Vista em corte da estrutura magnética.....	61
Figura 4.7 - Vista em corte da estrutura magnética.....	62
Figura 4.8 - Vista em corte da estrutura magnética.....	62
Figura 4.9 - Circuito magnético simplificado.....	63
Figura 4.10 - Circuito equivalente considerando os efeitos da fonte de tensão $N_{11} \cdot i_1$ .....	64
Figura 4.11 - Circuito equivalente considerando os efeitos da fonte de tensão $N_{22} \cdot i_2$ .....	65
Figura 4.12: -Fluxo total nas pernas do magnético .....	67
Figura 4.13 - Efeito Pelicular .....	69
Figura 4.14 - Área de janela em uma estrutura magnética com dois carretéis .....	71
Figura 4.15 - Taxa de ocupação do cobre no carretel.....	71
Figura 4.16 - Erro relativo percentual em função de $l_{gc}$ : (a) para $L_{11}$ ; (b) para $L_{22}$ ; (c) para $k_c$ ; (Antes do ajuste).....	74
Figura 4.17 - Fator de espreadimento em função do <i>gap</i> central (após o ajuste).....	76
Figura 4.18 - Erro relativo percentual em função de $l_{gc}$ : (a) para $L_{11}$ ; (b) para $L_{22}$ ; (c) para $k_c$ ; (Após o ajuste).....	77
Figura 5.1 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado.....	79
Figura 5.2 - Circuito equivalente do arranjo de LEDs .....	80
Figura 5.3 - Formas de onda do conversor com indutores desacoplados (Baixa frequência) ..	85
Figura 5.4: Formas de onda do conversor com magnéticos discretos (Alta frequência).....	87
Figura 5.5 - Fluxograma de projeto da estrutura magnética.....	88
Figura 5.6 - Modelo de simulação do conversor e do magnético no LTspice.....	94
Figura 5.7 - Comparação entre o conversor com magnéticos discretos e o conversor com magnético integrado .....	96
Figura 5.8 - Densidades de fluxo normalizadas em cada uma das pernas do núcleo .....	97
Figura 5.9 - Representação planar da estrutura magnética.....	98
Figura 5.10 - Curva B-H do material IP12R da Thornton .....	99
Figura 5.11 - Definição dos materiais da estrutura magnética .....	99
Figura 5.12 - Representação do problema após a configuração dos circuitos e do número de espiras .....	100
Figura 5.13 - Limites do problema e malha de elementos finitos .....	102

Figura 5.14 - Gráfico de mapa de calor das densidades de fluxo magnético .....	102
Figura 5.15 - Filtro de modo diferencial do tipo $\pi$ .....	105
Figura 6.1 - Estrutura magnética construída.....	109
Figura 6.2 - Diagrama esquemático do conversor implementado .....	111
Figura 6.3 - Fotografia do protótipo do conversor .....	111
Figura 6.4 - Diagrama esquemático do filtro de modo comum.....	112
Figura 6.5 - Foto do filtro EMI de modo comum utilizado.....	112
Figura 6.6 - <i>Setup</i> para medição das formas de onda e da eficiência do conversor .....	114
Figura 6.7 - <i>Setup</i> para medição da EMI conduzida.....	115
Figura 6.8 - Tensão de entrada e corrente de saída do conversor.....	117
Figura 6.9 - Tensão e corrente de entrada do conversor.....	117
Figura 6.10 - Tensão e corrente de saída do conversor .....	118
Figura 6.11 - Tensão e corrente na saída da ponte retificadora.....	118
Figura 6.12 - Tensão e corrente no MOSFET (Baixa frequência) .....	119
Figura 6.13 - Detalhe de alta frequência da tensão e corrente no MOSFET.....	119
Figura 6.14 - Tensão na saída da ponte retificadora e tensão no capacitor de acoplamento..	121
Figura 6.15: Correntes nos indutores L11 e L22 do conversor.....	121
Figura 6.16 - Tensão e corrente no diodo.....	122
Figura 6.17 - Detalhe de alta frequência da tensão e corrente no diodo.....	123
Figura 6.18 - Teste da corrente de entrada em relação a IEC 61000-3-2 classe C.....	124
Figura 6.19 - Medição do ruído ambiente utilizando o detector de pico (PK).....	125
Figura 6.20 - Medição da tensão de ruído utilizando o detector de pico (PK).....	126
Figura 6.21 - Medição da tensão de ruído utilizando o detector de média (AV) .....	127
Figura B.1 - Diagrama esquemático do conversor <i>flyback</i> .....	140
Figura B.2 - Formas de onda do conversor <i>flyback</i> (Baixa frequência).....	144
Figura B.3 – Comparação das formas de onda dos conversores SEPIC (azul) e <i>flyback</i> (vermelho) .....	145

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Faixas de passagem recomendadas para o receptor EMI .....	25
Tabela 2.2 - Normas EMC.....	28
Tabela 4.1 - Núcleos EE disponíveis no NIMO. ....	73
Tabela 5.1: Especificações de projeto do conversor.....	82
Tabela 5.2 - Componentes e parâmetros do conversor com os magnéticos discretos.....	84
Tabela 5.3 - Esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor com indutores discretos .....	86
Tabela 5.4 - Possibilidades de execução da estrutura magnética .....	93
Tabela 5.5 - Comparação entre densidades de fluxo calculadas e simuladas.....	97
Tabela 5.6 - Comparação entre valores calculados e valores simulados em FEMM .....	101
Tabela 5.7 - Dados de projeto do filtro de modo diferencial.....	106
Tabela 6.1 - Especificações do projeto físico do magnético integrado .....	108
Tabela 6.2 - Parâmetros e componentes do protótipo. ....	110
Tabela 6.3: Especificações dos componentes do filtro CM. ....	113
Tabela 6.4 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços de corrente no MOSFET .....	120
Tabela 6.5 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços nos enrolamentos do magnético integrado .....	122
Tabela 6.6 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços de corrente no diodo .....	123
Tabela 6.7 - Medições de eficiência e qualidade de energia (Medidor de potência digital) ..	123
Tabela B.1: Especificações de projeto do conversor flyback .....	140
Tabela B.2 - Componentes e parâmetros do conversor flyback .....	142
Tabela B.3 - Dados de projeto do filtro de modo diferencial.do conversor <i>flyback</i> .....	146

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
LED	Diodo Emissor de Luz (do inglês, <i>Light-Emitting Diode</i> )
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
PFC	Correção do fator de potência (do inglês, <i>Power Factor Correction</i> )
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
CCM	Modo de Condução Contínua (do inglês, <i>Continuous Conduction Mode</i> )
DCM	Modo de Condução Descontínua (do inglês, <i>Discontinuous Conduction Mode</i> )
CCM	Modo de Condução Crítica (do inglês, <i>Critical Conduction Mode</i> )
AF	Alta frequência
EMI	Interferência Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Interference</i> )
EN	<i>European Norm</i>
DM	Modo diferencial (do inglês, <i>Differential Mode</i> )
EMC	Compatibilidade Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Compatibility</i> )
CM	Modo comum (do inglês, <i>Common Mode</i> )
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
LISN	Rede de estabilização de impedância de linha (do inglês, <i>Line Impedance Stabilization Network</i> )
DUT	Dispositivo sob teste (do inglês, <i>Device Under Test</i> )
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i> )
MOSFET	Transistor de efeito campo de metal-óxido-semicondutor (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> )
NIMO	Núcleo de Iluminação Moderna
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
REC	Circuito equivalente de relutâncias (do inglês, <i>Reluctance Equivalent Circuit</i> )
PWL	Linear por partes (do inglês <i>Piecewise Linear</i> )
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
DSP	Processador Digital de Sinais (do inglês, <i>Digital Signal Processor</i> )

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>16</b>
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO .....	16
1.2 PROPOSTA DO TRABALHO .....	20
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO .....	21
<b>2 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA</b> .....	<b>22</b>
2.1 CONCEITOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA .....	22
2.2 EMISSÃO CONDUZIDA: MODO DIFERENCIAL E MODO COMUM .....	23
2.3 MEDIÇÃO DA EMI CONDUZIDA DE ACORDO COM A CISPR 16 .....	24
2.4 NORMAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA .....	27
2.5 TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO DO RUÍDO CONDUZIDO EM FONTES CHAVEADAS	
29	
2.6 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	32
<b>3 RETIFICADOR SEPIC</b> .....	<b>33</b>
3.1 ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM DCM DO RETIFICADOR SEPIC ISOLADO .....	33
<b>3.1.1 Etapa I: Magnetização</b> .....	<b>36</b>
<b>3.1.2 Etapa II: Desmagnetização</b> .....	<b>39</b>
<b>3.1.3 Etapa III: Descontinuidade</b> .....	<b>40</b>
<b>3.1.4 Corrente Média de Saída</b> .....	<b>41</b>
<b>3.1.5 Corrente de Entrada</b> .....	<b>43</b>
<b>3.1.6 Projeto da ondulação de corrente nos indutores</b> .....	<b>43</b>
3.2 ANÁLISE DA OPERAÇÃO RETIFICADOR SEPIC ISOLADO COM INDUTORES	
ACOPLADOS .....	44
<b>3.2.1 Projeto da ondulação da corrente no conversor com indutores acoplados</b> .....	<b>48</b>
3.3 EQUIVALÊNCIA ENTRE OS CONVERSORES ACOPLADO E NÃO ACOPLADO..	50
3.4 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	52
<b>4 MODELAGEM DO MAGNÉTICO INTEGRADO</b> .....	<b>53</b>
4.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	53
<b>4.1.1 Lei de Ampère</b> .....	<b>53</b>
<b>4.1.2 Densidade de Fluxo e Permeabilidade Magnética</b> .....	<b>55</b>
<b>4.1.3 Fluxo Magnético</b> .....	<b>55</b>
<b>4.1.4 Circuitos Magnéticos</b> .....	<b>56</b>
<b>4.1.5 Fator de Espriamento</b> .....	<b>58</b>

4.2 DESENHO FÍSICO DO MAGNÉTICO INTEGRADO.....	59
4.2.1 Circuito Magnético Equivalente da Estrutura .....	61
4.2.2 Cálculo do fluxo magnético.....	67
4.2.3 Projeto do Enrolamento.....	68
4.2.4 Validação da Estrutura Magnética Proposta.....	73
4.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	78
<b>5 PROJETO DO CONVERSOR E DO MAGNÉTICO INTEGRADO.....</b>	<b>79</b>
5.1 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR COM INDUTORES DESACOPLADOS.....	79
5.1.1 Projeto do conversor com indutores desacoplados.....	82
5.1.2 Simulação do conversor com magnéticos discretos.....	84
5.2 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR E DA ESTRUTURA MAGNÉTICA ACOPLADA .....	87
5.2.1 Projeto do conversor e do magnético integrado .....	91
5.2.2 Simulação do conversor e do magnético integrado através do circuito equivalente de relutâncias (REC) .....	94
5.2.3 Simulação do magnético pelo método dos elementos finitos.....	98
5.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO EMI DE MODO DIFERENCIAL 103	
5.3.1 Projeto do filtro EMI de modo diferencial.....	106
5.4 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	107
<b>6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>108</b>
6.1 ESTRUTURA MAGNÉTICA INTEGRADA.....	108
6.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR .....	109
6.3 <i>SETUP</i> UTILIZADO NAS MEDIÇÕES.....	113
6.4 FORMAS DE ONDA, EFICIÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA DO CONVERSOR 115	
6.5 TESTES DE PRÉ-CONFORMIDADE EMI .....	124
6.6 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	127
<b>7 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>129</b>
7.1 CONCLUSÕES GERAIS .....	129
7.2 TRABALHOS FUTUROS .....	130
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>131</b>

<b>APÊNDICE A – ALGORITMO DE PROJETO DO CONVERSOR E DA ESTRUTURA MAGNÉTICA INTEGRADA .....</b>	<b>135</b>
<b>APÊNDICE B – PROJETO DO CONVERSOR FLYBACK EQUIVALENTE.....</b>	<b>140</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

No ano de 1882 surgiu nos Estados Unidos um dos primeiros sistemas de geração e distribuição de energia elétrica que se tem notícia. Tratava-se de um sistema CC (Corrente Contínua) de 120 V destinado a fornecer energia para lâmpadas incandescentes (CHAPMAN, 2013). Com uma tensão de distribuição tão baixa, somada a dificuldade técnica de se elevar tensões CC, correntes altíssimas eram necessárias para se transferir montantes significativos de energia, o que inviabilizava a aplicação desse sistema para transmissão e distribuição em longas distâncias, principalmente em função das perdas.

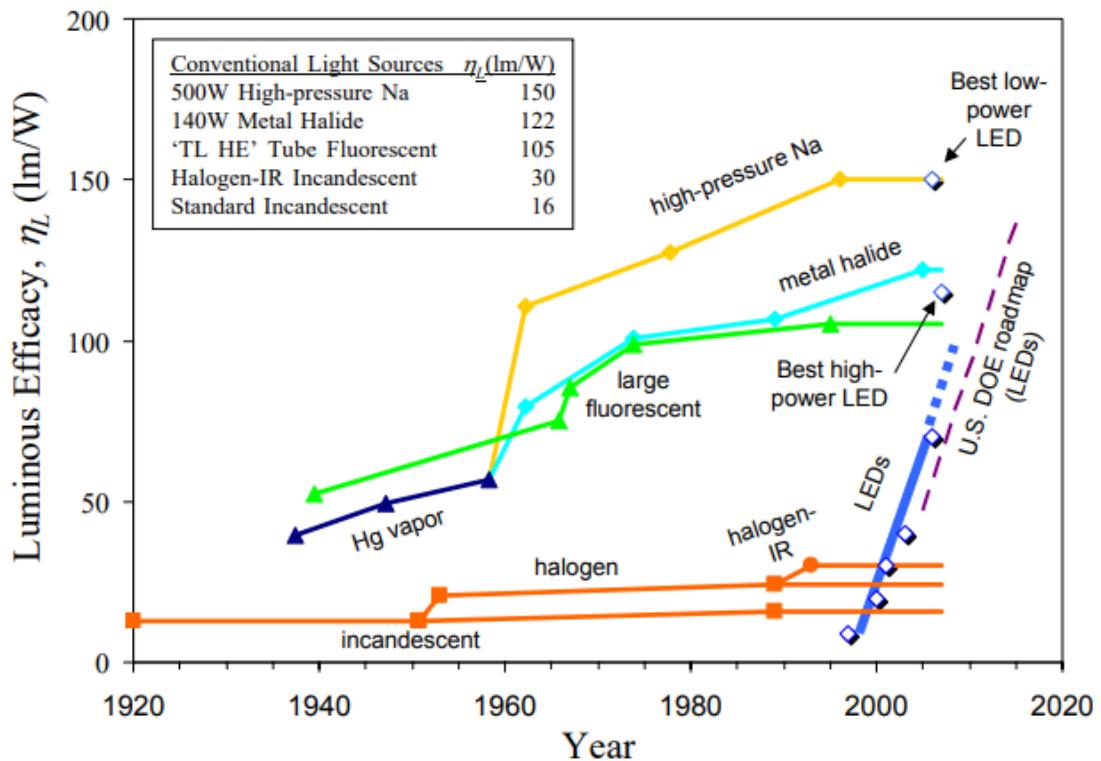
Com a invenção e desenvolvimento dos geradores e dos transformadores CA (Corrente Alternada), surgiu a possibilidade de se realizar a transmissão e distribuição de energia em tensões elevadas, possibilitando menores perdas. Dessa forma, as restrições de alcance e capacidade dos sistemas de energia CC foram eliminadas e a corrente alternada tornou-se um padrão mundial para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, perdurando até os dias atuais (CHAPMAN, 2013).

Além da ascensão de sistemas de energia CA, outra mudança importante ocorrida desde 1882 refere-se ao surgimento de novas tecnologias de iluminação artificial. Na Figura 1.1 é mostrado um gráfico que resume a evolução da eficácia luminosa das tecnologias de iluminação nos últimos 100 anos.

Recentemente, tem-se observado uma tendência do emprego de diodos emissores de luz LED (do inglês, *Light-Emitting Diode*) na iluminação artificial. Os LEDs são dispositivos semicondutores que emitem luz ao serem percorridos por uma corrente elétrica, um fenômeno físico chamado eletroluminescência, que foi observado pela primeira vez em 1907 (SCHUBERT, 2006). Entretanto, a aplicação dos LEDs na iluminação só foi possível ao final da década de 1990 com a introdução do LED de potência de luz branca (SCHUBERT, 2006). Quando comparados a outras tecnologias, os LEDs apresentam altíssima eficácia luminosa, inclusive, no ano de 2014 a fabricante CREE rompeu em laboratório a barreira dos 300  $lm/W$  superando em uma vez e meia as também eficientes lâmpadas de vapor de sódio em baixa pressão que alcançam 200  $lm/W$  (WOLFSPEED; CREE, 2014).



Figura 1.1 - Evolução da eficácia luminosa das tecnologias de iluminação em função do tempo



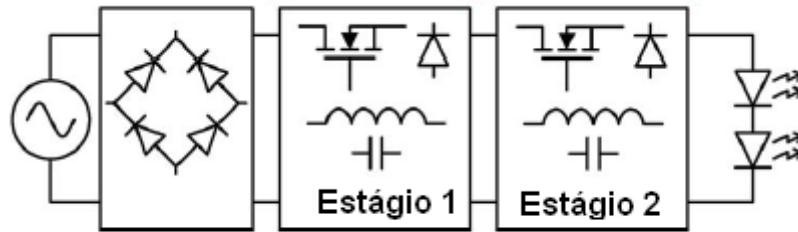
Fonte: (CRAFORD, 2007)

Uma vez que a energia elétrica é disponibilizada ao consumidor em corrente alternada e os LEDs são dispositivos de corrente contínua, torna-se necessário o uso de circuitos de acionamento alimentados pela rede (*off-line LED drivers*). Dessa forma, para compatibilizar a alimentação dos LEDs com a rede elétrica, os *off-line LED drivers* implicam necessariamente no uso de um conversor CA-CC (retificador).

Um bom *driver* deve se adequar minimamente às normas de qualidade de energia como a norma número 61000-3-2 da IEC (do inglês, *International Electrotechnical Commission*), que estabelece os limites para os componentes harmônicos da corrente de entrada em equipamentos de iluminação. Para tanto, o *driver* deve conciliar ao retificador um estágio de correção do fator de potência PFC (do inglês, *Power Factor Correction*).

Na literatura e na prática, técnicas ativas e passivas são utilizadas para criar um estágio PFC. Em especial, destaca-se a técnica ativa que consiste na associação de um ou mais conversores CC-CC em cascata com o retificador (como o mostrado na Figura 1.2), resultando em um *driver* capaz de cumprir as normas de qualidade de energia e adicionalmente permitir regulação da corrente na carga de LEDs (ALMEIDA, 2012).

Figura 1.2 - Diagrama de blocos de um retificador de elevado fator de potência com dois estágios



Fonte: Adaptado de Nolasco (2018).

Para potências inferiores à  $50\text{ W}$ , é muito comum a aplicação de *drivers* de um único estágio, principalmente nos casos em que o tamanho e o custo do equipamento são muito importantes (LI et al., 2016). Em *drivers* de estágio único é comum a aplicação de topologias como *buck*, *buck-boost*, SEPIC (do inglês, *Single-Ended Primary-Inductor Converter*), *flyback*, *half-bridge* e *push pull* (LI et al., 2016).

Os conversores CC-CC utilizados no estágio PFC podem funcionar nos seguintes modos de condução de corrente:

- Modo de condução contínua CCM (do inglês, *Continuous Conduction Mode*);
- Modo de condução descontínua DCM (do inglês, *Discontinuous Conduction Mode*);
- Modo de condução crítica CRM (do inglês, *Critical Conduction Mode*).

Dos três modos de condução citados, destaca-se o DCM, que possibilita a correção do fator de potência de forma intrínseca, sem a necessidade de uma malha de realimentação da corrente de entrada (LI et al., 2016).

Em alguns casos, pode ainda ser desejável incorporar isolamento galvânica a um *driver* de estágio único. Para isso, um dos conversores preferidos é o *flyback*, principalmente devido a sua simplicidade e reduzido número de componentes (LI et al., 2016). A Figura 1.3 mostra um PFC *flyback* em modo DCM com suas principais formas de onda típicas e idealizadas.

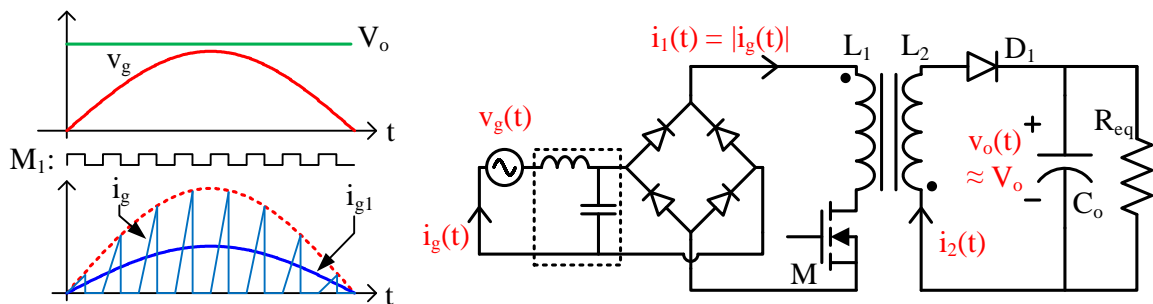
Observando a Figura 1.3, percebe-se que a comutação do interruptor  $M$  ocasiona a interrupção da corrente de entrada, fazendo com que sua forma de onda  $i_g(t)$  seja descontínua. Essa descontinuidade implica na geração de uma série de harmônicos de alta frequência (AF), que por sua vez estão associados à geração de interferência eletromagnética EMI (do inglês, *Electromagnetic Interference*) conduzida no conversor (BELTRAME et al., 2012). Segundo Liz (2003), as emissões conduzidas são o principal problema de EMI em uma fonte chaveada,

uma vez que a faixa de frequências (150kHz – 30 MHz) das normas que limitam a emissão conduzida, como a EN 55015 (do inglês *European Norm*), abrange harmônicos de alta energia, gerados principalmente pela comutação do interruptor estático.

Nos conversores, o problema da EMI conduzida é tratado principalmente através da adição de filtros passivos externos, por vezes conhecidos simplesmente por filtros EMI (MAINALI; ORUGANTI, 2010).

Na Figura 1.3 é possível observar o filtro EMI logo na entrada da ponte retificadora. Se a frequência de corte do filtro EMI for suficientemente baixa, praticamente todos os harmônicos de alta frequência podem ser eliminados e a corrente de entrada pode ser reduzida ao seu primeiro harmônico  $i_{g1}(t)$ .

Figura 1.3 - Conversor flyback operando em modo DCM



Fonte: (ALMEIDA, 2012).

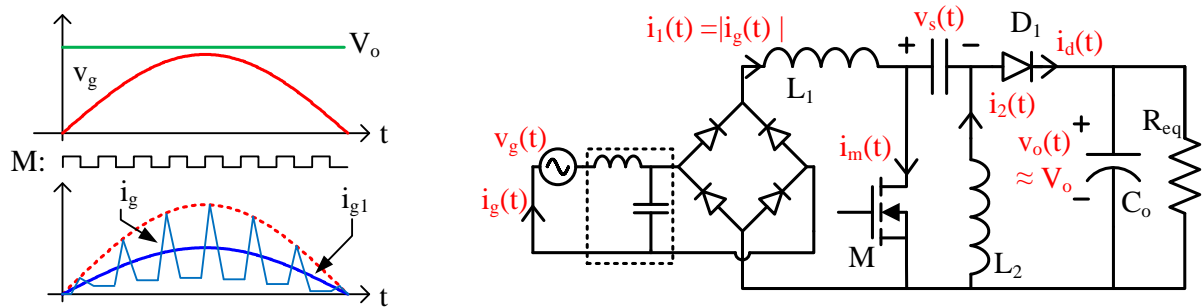
Dentre os trabalhos que abordam a temática da EMI em conversores, Raggl, Nussbaumer & Kolar (2010) mostram que os harmônicos de AF relacionados à corrente de entrada do conversor propagam-se através de correntes de modo diferencial DM (do inglês, *Differential Mode*), que podem ser mitigadas através de filtros EMI de modo diferencial.

Raggl, Nussbaumer & Kolar (2010) demonstram uma forma simplificada de se projetar o filtro DM simplesmente conhecendo o valor eficaz do conteúdo de alta frequência da corrente de entrada. Dessa forma, para se racionalizar o volume do filtro DM pode-se optar por conversores que sintetizem pouco conteúdo de harmônico de alta frequência, como é o caso do conversor SEPIC mostrado na Figura 1.4.

Ao analisar de forma simplificada o circuito do conversor, nota-se que devido a posição do interruptor  $M$ , a corrente de entrada nunca é diretamente interrompida como ocorre com o conversor *flyback*. Se o posicionamento da chave for aliado a um indutor  $L_1$  suficientemente grande, é possível fazer com que a corrente na entrada do conversor não apresente descontinuidades, mas somente ondulações de alta frequência (SIMONETTI et al., 1992). A

consequência disso é a possibilidade de previsão do conteúdo de AF da corrente de entrada já na etapa de projeto do conversor.

Figura 1.4 - Conversor SEPIC operando em modo DCM



Fonte: (ALMEIDA, 2012).

Como também pode ser observado na Figura 1.4, no conversor SEPIC clássico são utilizados dois indutores discretos  $L_1$  e  $L_2$ . Porém, é mostrado por Kolar et al. (1997) que é possível integrar esses indutores em um único núcleo, formando um par de indutores acoplados. Além da diminuição do número de magnéticos, um outro benefício de utilizar os indutores acoplados é poder se beneficiar de técnicas de cancelamento de *ripple* (*ripple steering*) (CHEN; LAI, 2015). Através do *ripple steering* é possível reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada sem que sejam necessárias indutâncias muito altas, como ocorre no caso da versão clássica do conversor SEPIC (CHEN; LAI, 2015).

## 1.2 PROPOSTA DO TRABALHO

Baseado no que foi exposto na seção anterior, este trabalho apresenta uma proposta para alimentação de LEDs empregando um *driver off-line*, isolado e de estágio único baseado na operação DCM do conversor SEPIC com indutores acoplados.

Ao longo do trabalho pretende-se justificar através de análises, simulações e ensaios os motivos que qualificam a topologia para essa aplicação, tais como:

- Baixo conteúdo harmônico de AF da corrente de entrada e reduzido filtro EMI de modo diferencial (quando comparado a um conversor *flyback* equivalente);
- Reduzido número de componentes;
- Elevado fator de potência;
- Baixa distorção harmônica total.

Visando a implementação física do conversor, é proposta uma estrutura magnética integrada inovadora, especialmente desenvolvida para a aplicação. Para o projeto da mesma, técnicas analíticas e computacionais são estudadas. Adicionalmente são discutidos aspectos do projeto físico (dimensionamento dos condutores e núcleo da estrutura magnética).

Por fim, será projetado e construído um protótipo com o objetivo de acionar uma luminária LED de iluminação pública com potência de  $50\text{ W}$  a partir de uma rede de  $220\text{ V}$  eficazes. Como resultado, espera-se que o protótipo concilie alto fator de potência, alta eficiência, reduzido filtro de modo diferencial, atendimento aos requisitos mínimos das normas IEC 61000-3-2 classe C e EN55015.

### 1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O capítulo dois desse trabalho abordará os conceitos relativos a EMI conduzida, apresentando normas que regem os seus limites e os procedimentos para sua medição. Serão discutidas de forma qualitativa algumas técnicas de mitigação da EMI conduzida em *drivers* de LED e outras fontes chaveadas, com destaque para as técnicas que se fundamentam na redução do conteúdo harmônico de alta frequência da corrente de entrada, como é o caso do *ripple steering*.

O capítulo três apresentará o conversor SEPIC operando em DCM. Inicialmente, serão mostradas as formas de onda e a modelagem matemática da versão clássica do conversor (com indutores desacoplados). Posteriormente, a modelagem e as formas de onda serão derivadas para o conversor com indutores acoplados. Nesse mesmo capítulo a técnica do *ripple steering* será caracterizada matematicamente e aspectos de integração dos magnéticos do conversor também serão discutidos.

No capítulo quatro será apresentada uma proposta de estrutura magnética integrada. Além da modelagem matemática, simulações computacionais e aspectos do projeto físico também serão discutidos.

No capítulo cinco será mostrado o projeto de um *driver* para o acionamento de uma luminária LED de  $50\text{ W}$  a partir de uma rede  $220\text{ V}/60\text{ Hz}$ .

O capítulo seis apresentará os resultados experimentais obtidos

Por fim, no capítulo sete serão feitas as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA

O capítulo dois desse trabalho abordará os conceitos relativos a EMI conduzida, apresentando normas que regem os seus limites e os procedimentos para sua medição. Além disso, serão discutidas qualitativamente algumas técnicas de mitigação da EMI conduzida em dispositivos como *drivers* de LED e outras fontes chaveadas, com destaque para as técnicas que se fundamentam na redução do conteúdo de AF da corrente de entrada, como é o caso do *ripple steering*.

### 2.1 CONCEITOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Na sequência, serão apresentadas algumas definições para o melhor entendimento do conceito de compatibilidade eletromagnética. As definições apresentadas estão de acordo com o capítulo 161 do Vocabulário Eletrotécnico Internacional da NBR IEC, que trata da compatibilidade eletromagnética EMC (do inglês, *Electromagnetic Compatibility*) (ABNT, 1997).

Uma emissão eletromagnética é o fenômeno físico pelo qual a energia eletromagnética emana de uma fonte, seja pela forma conduzida ou pela forma irradiada (ABNT, 1997). No caso específico em que a emissão eletromagnética ocorre sobre a forma de ondas eletromagnéticas, o fenômeno é chamado radiação eletromagnética (ABNT, 1997).

De acordo com Liz (2003), existem várias fontes de emissões eletromagnéticas, sejam elas criadas pelo homem (artificiais) ou naturais. Dentre as fontes artificiais pode-se citar por exemplo os transmissores de rádio, nos quais ondas eletromagnéticas são utilizadas para transmitir um sinal desejado para o espaço. Em barramentos ou cabos de comunicação, impulsos elétricos são utilizados para transmitir um sinal desejado na forma de dados binários. Porém, existem emissões como as que são provenientes das fontes chaveadas, que resultam em ruído eletromagnético indesejado, que não contém informação e pode se sobrepor a um sinal contendo dados úteis. O ruído eletromagnético é uma das fontes de perturbação eletromagnética (ABNT, 1997).

Se a perturbação eletromagnética for capaz de degradar o desempenho de um equipamento, sistema, ou canal de transmissão é dito que ocorreu uma interferência eletromagnética EMI. Segundo ABNT (1997), perturbação eletromagnética e interferência eletromagnética são termos utilizados para designar causa e efeito respectivamente, não devendo ser utilizados sem distinção.

A interferência eletromagnética pode ainda ser dividida em interferência inter-sistema e interferência intra-sistema. A inter-sistema é aquela que ocorre em um sistema, mas que é provocada por uma perturbação eletromagnética oriunda de outro sistema (ABNT, 1997). Já a intra-sistema é provocada por uma perturbação eletromagnética do próprio sistema (ABNT, 1997).

Se um equipamento degrada significativamente seu desempenho frente a uma perturbação eletromagnética, é dito que o mesmo é susceptível eletromagneticamente. Isto posto, Liz (2003) define o conceito de compatibilidade eletromagnética como sendo a qualidade de um sistema que:

- Não interfere em outros sistemas;
- Não é susceptível às emissões de outros sistemas;
- Não interfere a si próprio.

Dessa forma, pode-se dividir o problema de compatibilidade eletromagnética em quatro frentes:

- Emissões radiadas;
- Emissões conduzidas;
- Susceptibilidade radiada;
- Susceptibilidade conduzida.

Conforme dito no Capítulo 1, um dos objetivos do trabalho é obter um *driver* de LED com um filtro EMI minimalista. Dessa forma, se faz necessária a caracterização do vetor responsável pelo aumento de volume dos filtros: as emissões conduzidas.

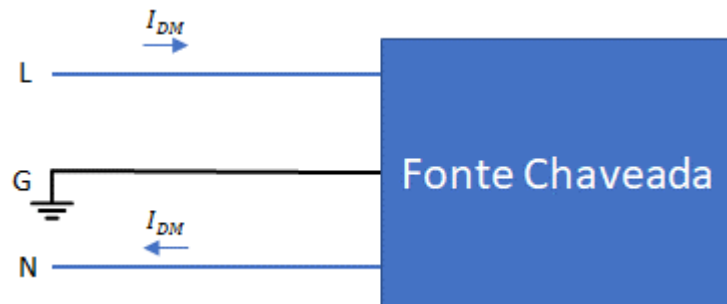
## 2.2 EMISSÃO CONDUZIDA: MODO DIFERENCIAL E MODO COMUM

O ruído conduzido de uma fonte chaveada se propaga através de correntes de modo diferencial DM e de modo comum CM (do inglês, *Common Mode*).

O ruído de modo diferencial é constituído por correntes de modo diferencial  $I_{DM}$  que circulam sobrepostas à corrente de alimentação da fonte chaveada, sendo que a corrente de alimentação em geral possui a frequência de 50 Hz ou 60 Hz e a frequência do ruído ocorre em múltiplos inteiros da frequência de comutação dos interruptores estáticos (BELTRAME et al., 2012). Como o ruído de modo diferencial é composto por correntes simétricas defasadas de  $180^\circ$ , usualmente o mesmo é também chamado ruído simétrico (LIZ, 2003). A Figura 2.1 mostra o caminho percorrido pelas correntes de modo diferencial  $I_{DM}$  em uma fonte chaveada.

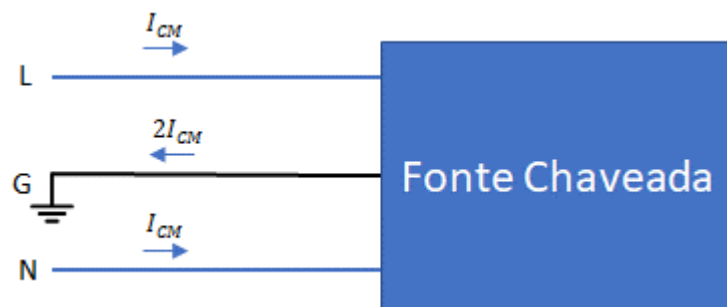
O ruído de modo comum por sua vez é constituído por correntes de modo comum  $I_{CM}$  que circulam pelos condutores fase e neutro e retornam pelo condutor de aterramento (PEDRONI, 2017). As correntes de modo comum aproveitam-se dos elementos parasitas existentes entre o circuito e a carcaça aterrada do equipamento para circular (BELTRAME et al., 2012). A Figura 2.2 mostra o caminho percorrido pelas correntes de modo comum  $I_{CM}$  em uma fonte chaveada.

Figura 2.1 - Correntes de modo diferencial em uma fonte chaveada



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 2.2 - Correntes de modo comum em uma fonte chaveada



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 2.3 MEDIÇÃO DA EMI CONDUZIDA DE ACORDO COM A CISPR 16

No que diz respeito a medição da EMI, os procedimentos descritos na norma 16 do Comitê Internacional Especial em Rádio Interferência (CISPR, do francês *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) são internacionalmente aceitos. De acordo com a CISPR 16, para a medição do ruído conduzido são necessários os seguintes equipamentos:

- Receptor de campos eletromagnéticos (*EMI Test Receiver*);



- Rede fictícia LISN (do inglês, *Line Impedance Stabilization Network*).

O receptor de campos eletromagnéticos é o instrumento destinado a medir a magnitude do sinal perturbador e é utilizado tanto nos ensaios de emissão conduzida quanto nos ensaios de emissão radiada (LIZ, 2003). A CISPR 16 exige que o receptor de campos eletromagnéticos possua três tipos de detectores EMI:

- Detector de Pico (*Peak*): é o mais rápido dos detectores e mede a maior magnitude ocorrida do sinal (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2015);
- Detector de Valor Médio (*Average*): é muito parecido com o detector de pico, porém o mesmo incorpora um filtro passa-baixa cuja frequência de corte é suficientemente menor que a frequência da rede (LIZ, 2003);
- Detector de Quase-Pico (*Quasi-peak*): tem a função de ponderar os ruídos de acordo com a sua taxa de repetição. Por exemplo, ao usar esse detector um ruído leve com alta taxa de repetição possui maior magnitude do que um ruído alto com baixa taxa de repetição (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2015).

A CISPR 16 também exige que o receptor de campos eletromagnéticos possua as faixas de passagem como as citadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Faixas de passagem recomendadas para o receptor EMI

<b>Faixa de Frequência</b>	<b>Faixa de Passagem</b>	<b>Faixa de passagem recomendada</b>
<b>9 kHz – 150 kHz</b>	100 Hz – 300 Hz	200 Hz
<b>150 kHz – 30 MHz</b>	8 kHz – 10 kHz	9 kHz
<b>30 MHz – 1 GHz</b>	100 kHz – 500 kHz	120 kHz

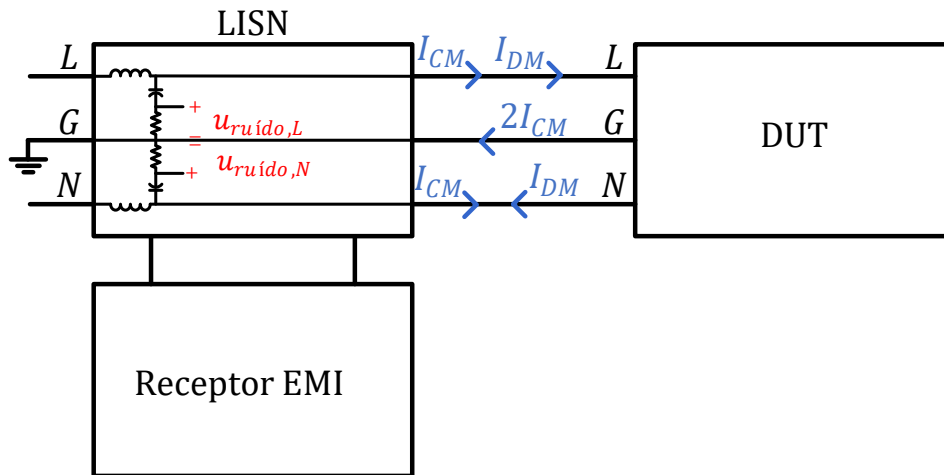
Fonte: (LIZ, 2003).

A rede fictícia ou LISN é um circuito elétrico composto por capacitores, indutores e resistores e deve ser posicionada entre a fonte de alimentação e o equipamento sob teste DUT (do inglês, *Device Under Test*) (LIZ, 2003). O circuito equivalente de uma LISN em V, bem como sua conexão com o DUT e o receptor EMI são mostrados na Figura 2.3.

Para entender melhor o funcionamento da LISN, é conveniente fazer a análise do comportamento de seu circuito equivalente em baixa e alta frequência.

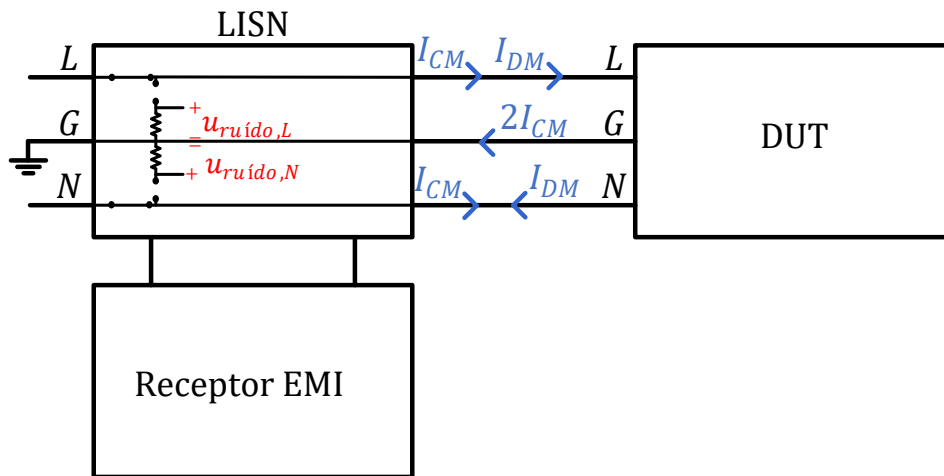
Para baixas frequências, os capacitores da LISN agem como um circuito aberto e os indutores como um curto-circuito. Dessa forma, para baixas frequências (como é o caso da frequência da rede) é como se a LISN não existisse, ou seja, é como se a fonte de alimentação estivesse diretamente conectada ao DUT, como mostra a Figura 2.4.

Figura 2.3 - Circuito equivalente da LISN



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 2.4: Circuito equivalente da LISN para baixas frequências



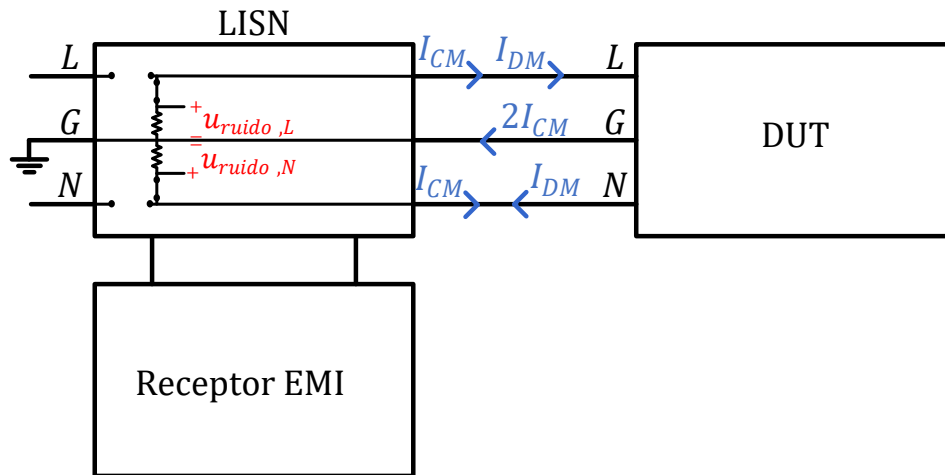
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para altas frequências, os capacitores da LISN agem como um curto-circuito e os indutores como um circuito aberto. Dessa forma, para altas frequências, as correntes de modo diferencial  $I_{DM}$  e de modo comum  $I_{CM}$  enxergam apenas uma impedância resistiva, produzindo sobre a mesma uma tensão de ruído  $u_{ruído}$ , como mostra a Figura 2.5.

Dessa forma, as principais funções da LISN são:

- Desacoplar o DUT e a fonte de alimentação nas altas frequências;
- Oferecer uma impedância conhecida para medição das perturbações.

Figura 2.5 - Circuito equivalente da LISN para altas frequências



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Em geral, as normas de emissão conduzida especificam os limites da tensão de ruído (no domínio da frequência) na entrada do receptor de campos eletromagnéticos, tanto para o detector de média quanto para o detector de quase-pico (MAINALI; ORUGANTI, 2010). Nessas normas, a amplitude da tensão de ruído é especificada em  $dB\mu V$  (decibel microvolt). A equação (2.1) mostra como é feita a equivalência entre o volt e o decibel microvolt:

$$1 \text{ dB}\mu V = 20 \cdot \log\left(\frac{1V}{1\mu V}\right) \quad (2.1)$$

Na sequência será dada uma visão geral acerca das normas de compatibilidade eletromagnética.

## 2.4 NORMAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Cada país ou região tem suas próprias normas de compatibilidade eletromagnética. Por exemplo, para que um equipamento seja comercializado nos Estados Unidos é preciso submeter o mesmo aos padrões da FCC (do inglês, *Federal Communications Commission*). Já para o mercado Europeu, deve-se submeter o produto aos padrões das ENs (do inglês, *European Norms*). Sendo assim, a Tabela 2.2 mostra um resumo das principais normas de EMC para os mais variados tipos de produto.

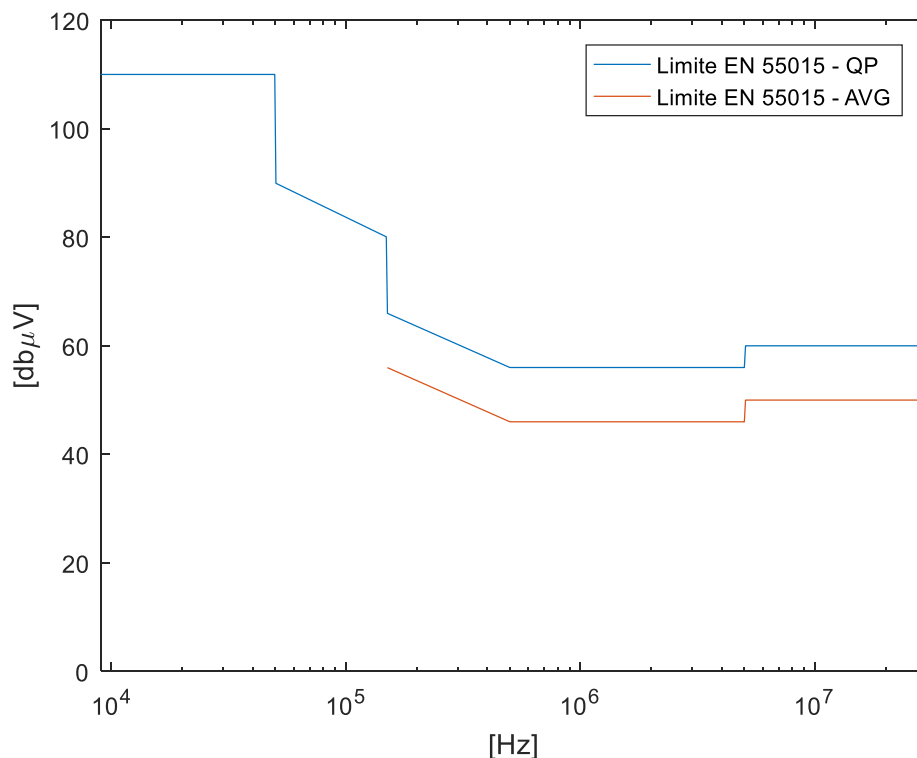
Tabela 2.2 - Normas EMC

FCC	CISPR	EN	Descrição
18	11	EN 55011	Equipamentos médicos científicos e industriais
	12	-	Automotivo
15	13	EN 55013	Receptores de rádio
	14	EN 55014	Eletrrodomésticos/Ferramentas
	15	EN 55015	Lâmpadas Fluorescentes/Luminárias
15	22	EN 55022	Equipamentos de tecnologia da informação
		EN 61000-6-3,4	Padrões para emissões genéricas
	16		Instrumentos e métodos de medição
	16	EN 55025	Teste de componentes automotivos

Fonte: (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2019).

Nesse trabalho será adotada a norma europeia EN 55015 que trata da compatibilidade eletromagnética de equipamentos de iluminação e seus acessórios. Na Figura 2.6 são mostrados os limites para as emissões conduzidas (foco deste trabalho) de acordo com a EN 55015.

Figura 2.6 - Limites das emissões conduzidas de acordo com a EN 55015



Fonte: Adaptado de Schaffner (2011).

Para adequar o ruído conduzido de uma fonte chaveada (tal qual um *driver* de LED) aos limites impostos pelas normas, técnicas de mitigação do ruído se fazem necessárias. Uma visão geral sobre essas técnicas será dada na próxima seção.

## 2.5 TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO DO RUÍDO CONDUZIDO EM FONTES CHAVEADAS

Para adequar as fontes chaveadas às normas de emissão conduzida, devem ser adotadas técnicas para mitigação do ruído conduzido. Mainali & Oruganti (2010) afirmam que as técnicas podem ser classificadas em dois grandes grupos:

- Técnicas preventivas;
- Técnicas corretivas.

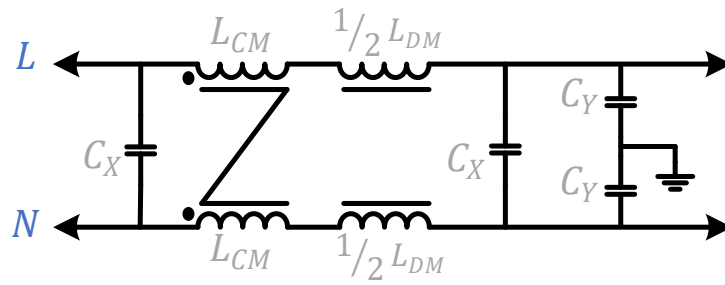
As técnicas preventivas consistem em mitigar o ruído em suas fontes de geração. A vantagem dessas técnicas é a prevenção mais efetiva da probabilidade de interferência do conversor nos seus circuitos auxiliares e vice-versa (MAINALI; ORUGANTI, 2010). São exemplos de técnicas preventivas:

- Melhorias no layout da placa de circuito impresso;
- Redução do comprimento do cabeamento;
- Seleção de componentes com menor presença de elementos parasitas;
- Utilização de frequências de comutação menores;
- Técnicas não-convencionais de modulação PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*);
- Utilização de circuitos amaciadores de comutação (*snubbers*);
- Técnicas de comutação suave.

As técnicas corretivas por outro lado consistem em bloquear os ruídos através de filtros ativos ou passivos. Dessa forma, as técnicas corretivas buscam eliminar o ruído após a sua geração (BELTRAME et al., 2012).

Uma das técnicas corretivas mais populares é a utilização de filtros passivos externos ao conversor, como por exemplo o caso do filtro  $\pi$  cuja topologia é mostrada na Figura 2.7 (MAINALI; ORUGANTI, 2010).

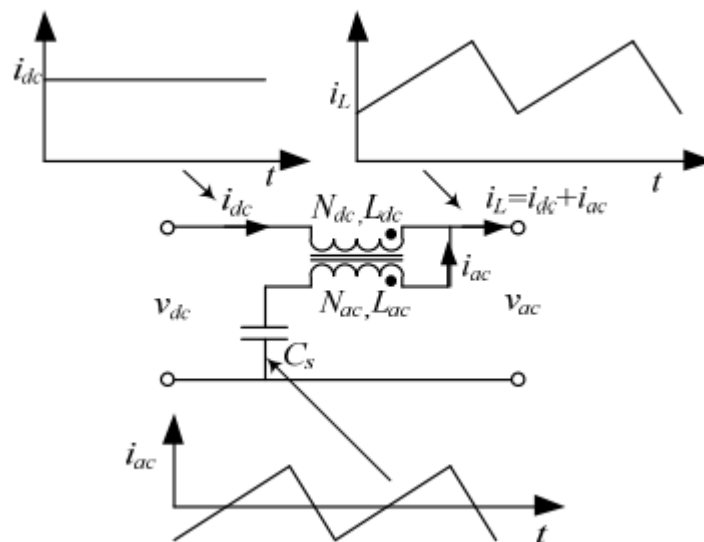
Uma das vantagens do filtro  $\pi$  é sua capacidade em lidar simultaneamente com os ruídos de modo diferencial e de modo comum (PEDRONI, 2017). O indutor  $L_{CM}$  e os capacitores  $C_y$  atuam principalmente sobre o ruído CM, já os indutores  $L_{DM}$  e os capacitores  $C_x$  atuam principalmente sobre o ruído DM.

Figura 2.7 - Filtro  $\pi$ 

Fonte: Adaptado de Pedroni (2017).

Uma outra técnica corretiva que merece destaque é o uso de filtros internos, onde a corrente de ruído circula dentro do próprio conversor (MAINALI; ORUGANTI, 2010). Uma das formas mais simples de se obter um filtro interno é através da escolha de um conversor com topologia adequada. Um exemplo são os conversores que incorporam filtros magnéticos acoplados em suas estruturas (MAINALI; ORUGANTI, 2010).

A ideia básica da técnica dos filtros magnéticos acoplados (também conhecida como *ripple steering*) consiste em inserir uma estrutura magnética na entrada do conversor. Essa estrutura por sua vez é composta de um par de indutores acoplados  $L_{ac}$  e  $L_{dc}$  e um capacitor de bloqueio  $C_s$ , conforme mostra a Figura 2.8.

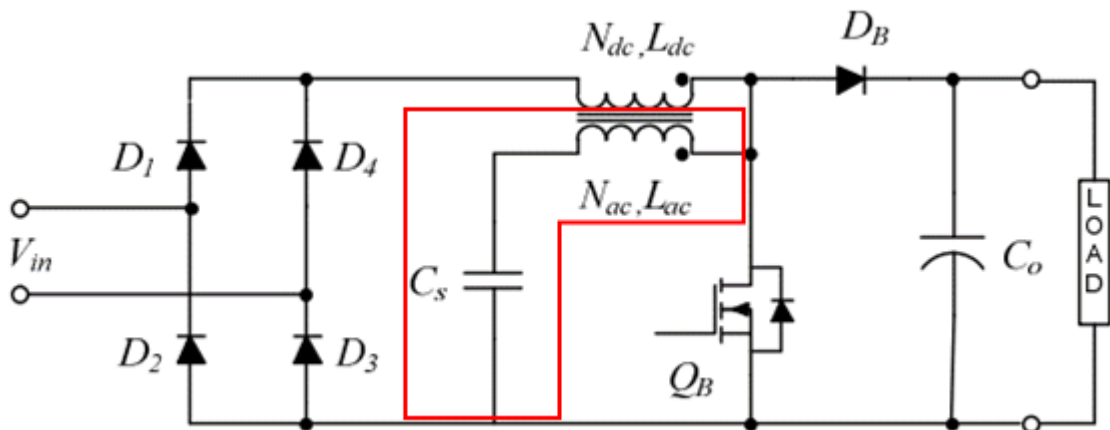
Figura 2.8 - Conceito do cancelamento de *ripple* e suas formas de onda

Fonte: (MUSAVI et al., 2013).

Na Figura 2.8 a corrente chaveada  $i_L(t)$  do conversor pode ser dividida em duas componentes: uma componente CC chamada  $i_{dc}(t)$  e uma componente CA de alta frequência chamada  $i_{ac}(t)$ . Ajustando corretamente as indutâncias  $L_{ac}$  e  $L_{dc}$  é possível fazer com que a fonte  $v_{dc}(t)$  forneça somente a componente  $i_{dc}(t)$  enquanto a componente de alta frequência  $i_{ac}(t)$  é fornecida pelo conjunto formado pelo indutor acoplado  $L_{ac}$  e o capacitor  $C_s$  (MUSAVI et al., 2013).

Nos trabalhos de Tarateeraseth & Khan-Ngern (2003) e Musavi Et Al. (2013) o *ripple steering* foi aplicado ao PFC *boost* para fins de redução da ondulação de alta frequência da corrente de entrada. A Figura 2.9 mostra as modificações necessárias para aplicar a técnica ao conversor *boost*, onde percebe-se que o indutor  $L_{DC}$  é o mesmo encontrado na topologia convencional do conversor e que foram adicionados dois novos componentes (o indutor  $L_{ac}$  e o capacitor  $C_s$ ).

Figura 2.9 - Conversor *boost* modificado com indutores acoplados



Fonte: (MUSAVI et al., 2013).

Em Kolar et al. (1997) o *ripple steering* é caracterizado matematicamente para os conversores SEPIC e Ćuk com indutores acoplados. Nesses dois conversores não existe a necessidade de se adicionar nenhum componente, bastando somente acoplar em um único núcleo o par de indutores já existentes em suas topologias convencionais. Em ambos os conversores, além da redução da ondulação da corrente entrada, pode-se obter um benefício adicional que é a diminuição do número de componentes, por meio da integração dos dois indutores em um único núcleo.

Chen & Lai (2015) mostram uma comparação entre as versões convencional e acoplada do PFC SEPIC aplicado a um sistema de cozimento por indução. No trabalho é possível notar

que ambas as versões possuem capacidades de filtragem inerentes, dada a posição de seus elementos passivos. Porém, a versão acoplada além de diminuir o número de componentes do conversor, possibilitou uma melhor eficiência e maior densidade de potência em relação à versão convencional.

Dada a revisão bibliográfica exposta, optou-se pelo estudo do retificador SEPIC acoplado com a finalidade de atingir os seguintes requisitos:

- Redução do conteúdo harmônico de alta frequência da corrente de entrada;
- Redução do número de componentes através da integração dos magnéticos;
- Incremento da eficiência em relação a topologia SEPIC convencional.

Este trabalho diferencia-se daqueles mencionados na revisão bibliográfica pelas seguintes características:

- O *ripple steering* é aplicado a um conversor SEPIC isolado, uma vez que a maioria dos trabalhos trata do conversor não isolado;
- Será acionada uma carga de LEDs, uma vez que a maioria dos trabalhos trata do acionamento de cargas resistivas.

## 2.6 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo o problema da compatibilidade eletromagnética foi apresentado e segmentado em quatro frentes, sendo uma delas o estudo da emissão conduzida.

Mostrou-se que a emissão conduzida se propaga através de correntes de modo diferencial e modo comum, onde a primeira está fortemente relacionada com a forma de onda da corrente de entrada da fonte chaveada e a última com elementos parasitas presentes entre o conversor e o condutor terra.

Foram discutidas normas para medição e limitação das emissões conduzidas.

Por fim, técnicas de mitigação da emissão conduzida foram apresentadas, com foco na técnica do *ripple steering*.



### 3 RETIFICADOR SEPIC

O objetivo do presente capítulo é caracterizar a operação em DCM do conversor SEPIC isolado, vislumbrando a sua aplicação como PFC. Conforme já mencionado, uma das principais vantagens do DCM é a capacidade intrínseca de correção do fator de potência, sem a necessidade de uma malha ou circuito de controle para a corrente de entrada.

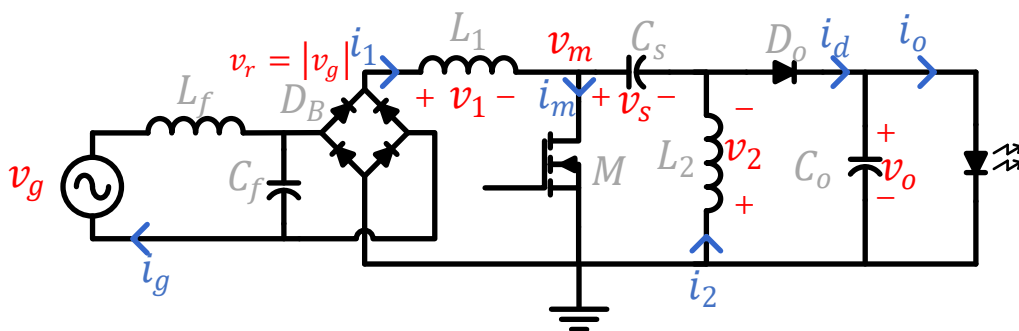
Inicialmente será estudado o conversor SEPIC clássico (com indutores desacoplados). Posteriormente as equações serão derivadas para o conversor SEPIC com indutores acoplados, incluindo a análise quantitativa do *ripple steering*. Será mostrado como projetar a ondulação de AF da corrente de entrada em ambos os conversores, o que é fundamental para previsão do ruído DM e posterior redução do filtro DM.

Ao final do capítulo, aspectos de integração dos indutores acoplados com o transformador de isolamento também serão discutidos.

#### 3.1 ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM DCM DO RETIFICADOR SEPIC ISOLADO

Conforme mostra a Figura 3.1, o conversor SEPIC possui dois indutores,  $L_1$  e  $L_2$ . A posição do indutor  $L_1$  junto ao interruptor  $M$  assemelha-se de certa forma ao conversor *boost*, enquanto a posição do indutor  $L_2$  junto ao estágio de saída do conversor assemelha-se ao conversor *buck-boost* (DIXON, 2001).

Figura 3.1 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC em sua topologia não isolada



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 3.1 a forma de onda da tensão de alimentação  $v_g(t)$  é senoidal, regida pela seguinte função do tempo:

$$v_g(t) = V_G \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.1)$$

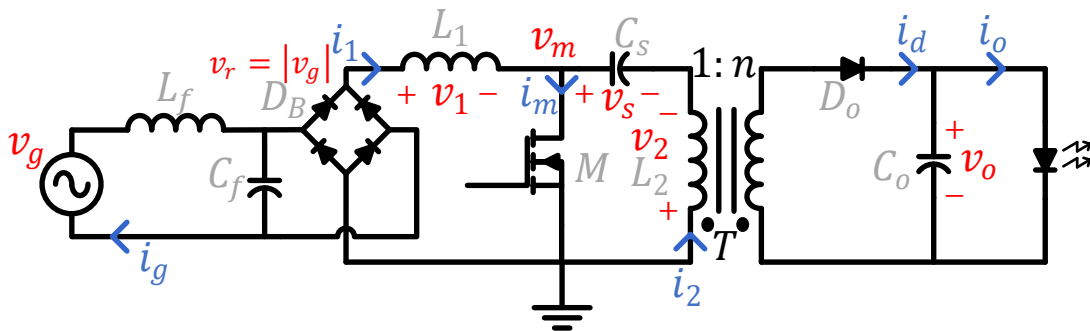
Onde:

- $V_G$  é a tensão de pico da rede [V];
- $\omega$  é a frequência angular da rede [rad/s];
- $t$  é o tempo [s].

Uma vantagem do conversor SEPIC é a posição do MOSFET (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), que possui o terminal fonte (do inglês, *Source*) aterrado, simplificando o projeto dos circuitos de acionamento (do inglês, *MOSFET drivers*) (CHEN; LAI, 2015).

Em Dixon (2001) mostra-se que é facilmente possível incorporar isolamento ao conversor, simplesmente adicionando um enrolamento secundário ao indutor  $L_2$  como o mostrado na Figura 3.2. Porém, na prática deve-se considerar os efeitos colaterais da adição do transformador, como a indutância de dispersão (CHEN; LAI, 2015).

Figura 3.2 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para facilitar o equacionamento do conversor isolado, as grandezas do secundário do transformador serão referenciadas ao primário através da relação de transformação  $n$  que é dada por:

$$n = \frac{N_S}{N_P} \quad (3.2)$$

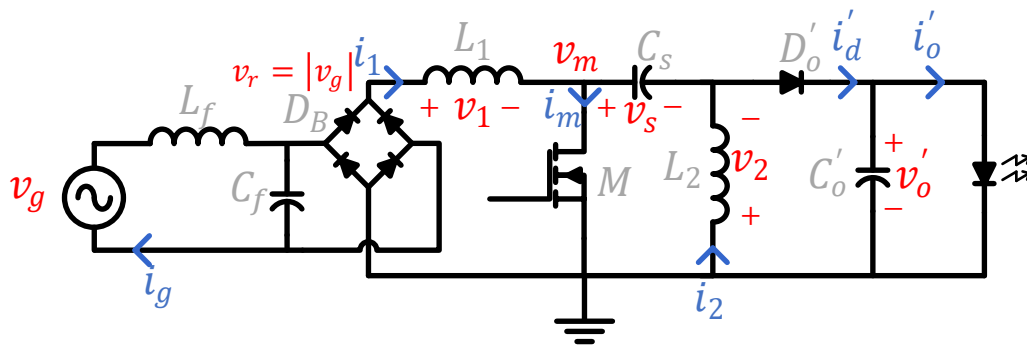
Onde:

- $N_S$  é o número de espiras do enrolamento secundário;
- $N_P$  é o número de espiras do enrolamento primário.

Sendo assim, o diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado, referenciado ao lado primário do transformador pode ser visto na Figura 3.3.

Ao comparar o circuito da Figura 3.1 com o da Figura 3.3 percebe-se que os mesmos são essencialmente idênticos, dessa forma é possível equacionar o conversor isolado referenciado ao primário do transformador tal como se equaciona o conversor não-isolado (CHEN; LAI, 2015).

Figura 3.3 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado referenciado ao lado primário do transformador



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

No circuito da Figura 3.3, as variáveis referenciadas ao primário são dadas por:

$$i'_d(t) = n \cdot i_d(t) \quad (3.3)$$

$$C'_o = n^2 \cdot C_o \quad (3.4)$$

$$v'_o(t) = \frac{v_o(t)}{n} \quad (3.5)$$

$$i'_o(t) = i_o(t) \cdot n \quad (3.6)$$

Onde:

- $i_d(t)$  é a corrente no diodo  $D_o$  [A];
- $i'_d(t)$  é a corrente no diodo  $D_o$  referenciada ao primário do transformador [A];
- $C_o$  é a capacitância do capacitor de saída [F];
- $C'_o$  é a capacitância do capacitor de saída referenciada ao primário do transformador [F];
- $v_o(t)$  é a tensão de saída do conversor [V];
- $v'_o(t)$  é a tensão de saída referenciada ao primário do transformador [V];
- $i_o(t)$  é a corrente de saída do conversor [A];

- $i'_o(t)$  é a corrente de saída do conversor referenciada ao primário do transformador [A].

Durante o equacionamento será assumido que a tensão na saída da ponte retificadora  $v_r(t)$  é igual ao módulo da tensão de alimentação  $v_g(t)$ . Esta premissa é verdadeira uma vez que os diodos da ponte retificadora são considerados ideais. Matematicamente:

$$v_r(t) = |v_g(t)| \quad (3.7)$$

Será assumido também que em regime permanente pulsado a tensão  $v_s(t)$  no capacitor de acoplamento é igual a tensão na saída da ponte retificadora  $v_r(t)$ . Esta hipótese é válida se considerarmos que a capacitância  $C_s$  é grande o suficiente para tornar a ondulação de alta frequência de  $v_s(t)$  desprezível. Portanto, matematicamente:

$$v_s(t) = v_r(t) \quad (3.8)$$

Para análise do conversor em DCM serão consideradas três etapas de funcionamento, a saber:

- Etapa de magnetização;
- Etapa de desmagnetização;
- Etapa de descontinuidade.

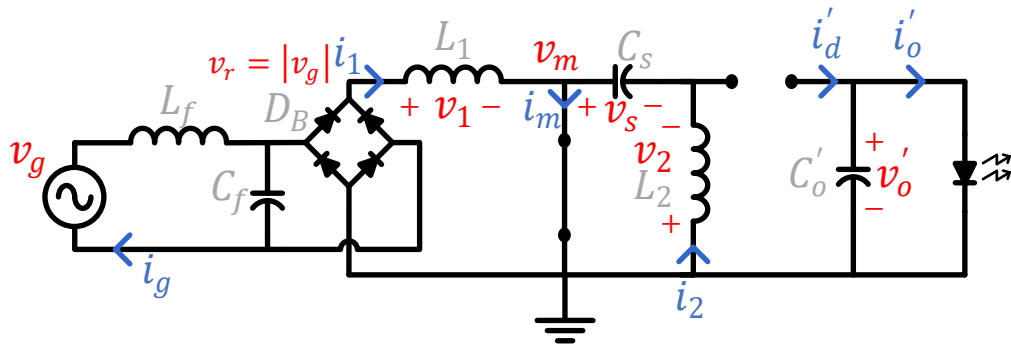
Na análise das etapas de funcionamento o valor da tensão de entrada  $v_g(t)$  será considerado constante durante um período de comutação  $T_s$ . Essa aproximação é razoável uma vez que o período de comutação  $T_s$  é muito menor que o período da tensão de entrada  $v_g(t)$  (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

### 3.1.1 Etapa I: Magnetização

A etapa de magnetização é aquela que se inicia a partir do momento em que o interruptor  $M$  é ligado e termina quando o mesmo é desligado.

Do ponto de vista da entrada do conversor, durante a etapa de magnetização os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão absorvendo energia, o primeiro absorve energia da fonte de alimentação e o segundo do capacitor  $C_s$ . Do ponto de vista da saída do conversor, observa-se que o capacitor  $C_o$  está fornecendo energia para o arranjo de LEDs. O circuito equivalente do conversor durante a etapa de magnetização é apresentado na Figura 3.4.

Figura 3.4 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de magnetização



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Analisando-se o circuito equivalente mostrado na Figura 3.4 pode-se escrever as equações das principais correntes do conversor:

$$i_1(t) = i_{(0)}(t) + \frac{v_r(t)}{L_1} \cdot t \quad (3.9)$$

$$i_2(t) = -i_{(0)}(t) + \frac{v_r(t)}{L_2} \cdot t \quad (3.10)$$

$$i_m(t) = i_1(t) + i_2(t) = \left( \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \cdot v_r(t) \cdot t \quad (3.11)$$

$$i'_d = 0 \quad (3.12)$$

Onde:

- $i_{(0)}(t)$  é a condição inicial da corrente no indutor  $L_1$  [A];
- $-i_{(0)}(t)$  é a condição inicial da corrente indutor  $L_2$  [A];
- $i_m(t)$  é a corrente no MOSFET [A].

Por inspeção das equações, percebe-se que as correntes nos indutores ( $i_1(t)$  e  $i_2(t)$ ) como também a corrente no MOSFET  $i_m(t)$  crescem linearmente com o tempo. Dessa forma, após um intervalo de  $D \cdot T_s$  segundos (que é o intervalo de tempo que o interruptor está conduzindo), as correntes atingem os seus valores máximos:

$$i_{1,máx}(t) = i_{(0)}(t) + \frac{v_r(t)}{L_1} \cdot D \cdot T_s \quad (3.13)$$

$$i_{2,máx}(t) = -i_{(0)}(t) + \frac{v_r(t)}{L_2} \cdot D \cdot T_s \quad (3.14)$$

$$i_{m,máx}(t) = i_{1,máx}(t) + i_{2,máx}(t) = \left( \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \cdot v_r(t) \cdot D \cdot T_s \quad (3.15)$$

Onde:

- $D$  é o ciclo de trabalho da chave.

Para simplificar a equação (3.15) bem como outras equações que serão deduzidas adiante, será introduzido o termo  $L_{eq}$ , que é a indutância equivalente vista pela entrada do conversor, dada matematicamente pelo equivalente em paralelo das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ :

$$L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.16) em (3.15):

$$i_{m,máx}(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} \quad (3.17)$$

Pode-se ainda desenvolver a equação (3.17) para o pior caso que é quando a tensão na saída da ponte retificadora é igual a tensão de pico da rede ( $v_r(t) = V_G$ ):

$$I_{M,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} \quad (3.18)$$

Onde:

- $I_{M,máx}$  é a corrente máxima no MOSFET [A].

Por outro lado, a tensão nos semicondutores durante a etapa de magnetização é dada por:

$$v_m(t) = 0 \quad (3.19)$$

$$v_d(t) = - \left( v_r(t) + \frac{v_o(t)}{n} \right) \quad (3.20)$$

Pode-se desenvolver a equação (3.20) para o pior caso que é quando a tensão na saída da ponte retificadora é igual a tensão de pico da rede ( $v_r(t) = V_G$ ). Adicionalmente será considerado que a tensão de saída  $v_o(t)$  é praticamente constante e igual ao seu valor médio  $V_o$ . Matematicamente:

$$V_{D,máx} = - \left( V_G + \frac{V_o}{n} \right) \quad (3.21)$$

Onde:

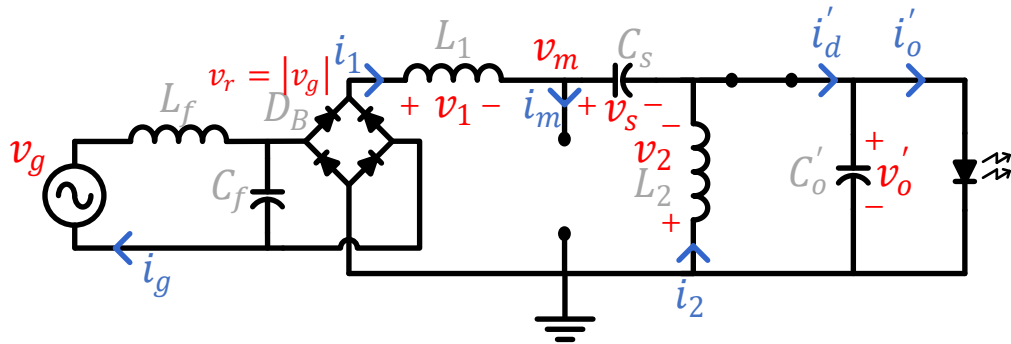
- $V_{D,máx}$  é a tensão reversa máxima sobre o diodo [V].

Por fim, quando o interruptor  $M$  sai de condução, a etapa de magnetização termina e inicia-se a etapa de desmagnetização.

### 3.1.2 Etapa II: Desmagnetização

O circuito equivalente referente a etapa de desmagnetização do conversor é mostrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de desmagnetização



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Durante a etapa de desmagnetização, a corrente nos indutores decresce linearmente com o tempo a partir de seus valores de pico. Ao passo que a corrente a corrente no MOSFET  $i_m(t)$  é nula. Matematicamente:

$$i_1(t) = i_{1,m\acute{a}x}(t) - \frac{v_o(t)}{n \cdot L_1} \cdot t \quad (3.22)$$

$$i_2(t) = i_{2,m\acute{a}x}(t) - \frac{v_o(t)}{n \cdot L_2} \cdot t \quad (3.23)$$

$$i_m(t) = 0 \quad (3.24)$$

$$i'_d = i_1(t) + i_2(t) = i'_{d,m\acute{a}x}(t) - \frac{v_o(t)}{n \cdot L_{eq}} \cdot t \quad (3.25)$$

Na equação (3.25) o termo  $i'_{d,m\acute{a}x}(t)$  é a corrente de pico no diodo (referenciada ao primário) dada pela soma das correntes de pico nos indutores ( $i_{1,m\acute{a}x}(t) + i_{2,m\acute{a}x}(t)$ ). Matematicamente:

$$i'_{d,m\acute{a}x}(t) = i_{1,m\acute{a}x}(t) + i_{2,m\acute{a}x}(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} \quad (3.26)$$

Substituindo (3.26) em (3.25):

$$i'_d(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} - \frac{v_o(t)}{n \cdot L_{eq}} \cdot t \quad (3.27)$$

Conforme dito anteriormente, durante a etapa de desmagnetização o diodo conduz a soma das correntes nos indutores, porém, ao final da etapa a soma anula-se (BARBI, 2015):

$$i'_d(t) = 0 \quad (3.28)$$

Logo, substituindo (3.27) em (3.28):

$$\frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} - \frac{v_o(t)}{n \cdot L_{eq}} \cdot t = 0 \quad (3.29)$$

Isolando  $t$  em (3.29) :

$$t = \frac{n \cdot D \cdot T_s}{v_o(t)} \cdot v_r(t) = t_{Don}(t) \quad (3.30)$$

O resultado da equação (3.30) é o período de condução do diodo ( $t_{Don}(t)$ ).

Adicionalmente, pode-se definir os esforços nos semicondutores durante a etapa de desmagnetização (SIMONETTI; SEBASTIÁN; UCEDA, 1997):

$$v_d(t) = 0 \quad (3.31)$$

$$v_m(t) = v_r(t) + \frac{v_o(t)}{n} \quad (3.32)$$

$$i_{d,máx}(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s}{n \cdot L_{eq}} \quad (3.33)$$

Pode-se desenvolver as equações (3.32) e (3.33) para o pior caso, que é quando a tensão na saída da ponte retificadora é igual a tensão de pico da rede ( $v_r(t) = V_G$ ). Adicionalmente será considerado que a tensão de saída  $v_o(t)$  é praticamente constante e igual ao seu valor médio  $V_o$ . Matematicamente:

$$V_{M,máx} = V_G + \frac{V_o}{n} \quad (3.34)$$

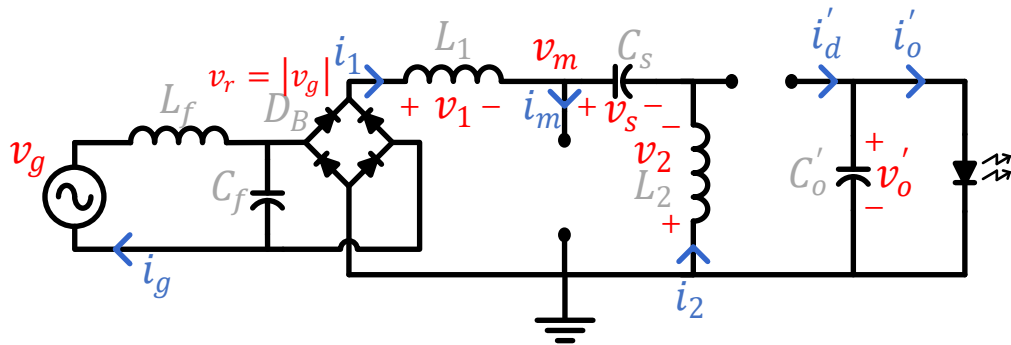
$$I_{D,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{n \cdot L_{eq}} \quad (3.35)$$

### 3.1.3 Etapa III: Descontinuidade

Essa etapa inicia-se assim que a corrente no diodo se torna nula ( $i'_d(t) = 0$ ) e termina quando o interruptor  $M$  é novamente ligado. O circuito equivalente da etapa pode ser visto na Figura 3.6.



Figura 3.6 - Circuito equivalente do retificador SEPIC isolado durante a etapa de descontinuidade



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

De acordo com Barbi (2015) o intervalo de tempo de descontinuidade  $t_{off}(t)$  pode ser definido como:

$$t_{off}(t) = T_s - D \cdot T_s - t_{Don}(t) \quad (3.36)$$

Para que o conversor opere em modo descontínuo, é necessário que o tempo de descontinuidade seja não nulo para qualquer valor de  $t$  ( $t_{off}(t) > 0$ ).

Finalizada a descrição matemática das três etapas, na Figura 3.7 são mostradas as principais formas de onda do conversor.

### 3.1.4 Corrente Média de Saída

A corrente média de saída  $\langle i_o(t) \rangle_{T_s}$  é igual à corrente média no diodo  $\langle i_d(t) \rangle_{T_s}$ . Como mostra a Figura 3.7, o valor médio instantâneo da corrente no diodo  $\langle i_d(t) \rangle_{T_s}$  em um período da alta frequência  $T_s$  pode ser calculado por ser calculado pela área do triângulo:

$$\langle i_d(t) \rangle_{T_s} = \langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{i_{d,máx}(t) \cdot t_{Don}(t)}{2 \cdot T_s} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.33) e (3.30) em (3.37):

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{v_r(t)^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq} \cdot v_o(t)} \quad (3.38)$$

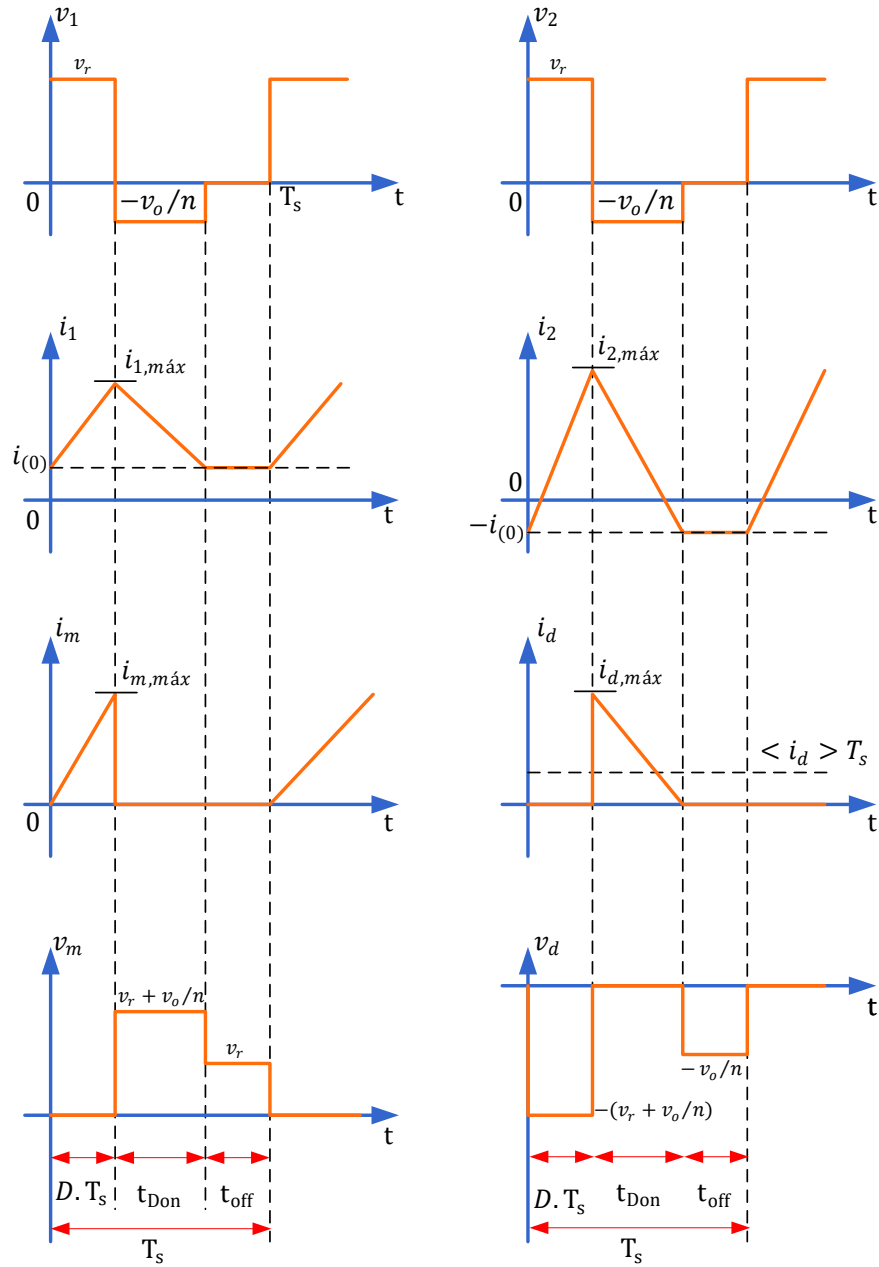
Sabendo que  $v_g^2 = v_r^2$ , pode-se reescrever a equação (3.38):

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{v_g^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq} \cdot v_o(t)} \quad (3.39)$$

A partir da equação (3.39), o valor médio da corrente de saída em um ciclo da baixa frequência (meio ciclo da rede)  $I_{o,méd}$  pode ser calculado por meio de uma integração (SIMONETTI; SEBASTIÁN; UCEDA, 1997). Matematicamente:

$$I_{O,méd} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_o(t) \rangle_{T_s} d\omega t = \frac{V_G^2 \cdot D^2 \cdot T_S}{4 \cdot L_{eq} \cdot V_o} \quad (3.40)$$

Figura 3.7 - Principais formas de onda do conversor



Fonte: Adaptado de Barbi (2015)

### 3.1.5 Corrente de Entrada

Considerando que o conversor possui 100% de eficiência pode-se dizer que a potência instantânea de entrada é igual a potência instantânea de saída. Matematicamente:

$$p_i(t) = p_o(t) \quad (3.41)$$

A equação (3.41) reescrita em função das tensões e correntes de entrada e saída fica:

$$v_g(t) \cdot i_g(t) = v_o(t) \cdot \langle i_o(t) \rangle_{T_s} \quad (3.42)$$

Substituindo (3.40) em (3.42) e resolvendo em função de  $i_g$ :

$$i_g(t) = \frac{v_g(t) \cdot d^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq}} = \frac{V_G \cdot d^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq}} \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.43)$$

A partir da equação (3.43) pode-se confirmar que o conversor SEPIC isolado é em teoria um PFC ideal, ou seja, a corrente média instantânea de entrada  $i_g(t)$  é perfeitamente senoidal (SIMONETTI; SEBASTIÁN; UCEDA, 1997). Em outras palavras, pode-se dizer que o conversor apresenta um comportamento seguidor de tensão.

### 3.1.6 Projeto da ondulação de corrente nos indutores

Descritas as etapas de operação do conversor e mostradas as formas de onda na Figura 3.7, pode-se perceber que a ondulação das correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  pode ser dada pela diferença entre o valor de pico e a condição inicial das duas correntes. Matematicamente:

$$\Delta i_1(t) = i_{1,máx}(t) - i_{(0)}(t) \quad (3.44)$$

$$\Delta i_2(t) = i_{2,máx}(t) + i_{(0)}(t) \quad (3.45)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.14) respectivamente nas equações (3.44) e (3.45) :

$$\Delta i_1(t) = \frac{v_r(t)}{L_1} \cdot D \cdot T_s \quad (3.46)$$

$$\Delta i_2(t) = \frac{v_r(t)}{L_2} \cdot D \cdot T_s \quad (3.47)$$

Pode-se desenvolver as equações (3.46) e (3.47) para  $v_r(t) = V_G$ :

$$\Delta I_{1,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{L_1} \quad (3.48)$$

$$\Delta I_{2,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{L_2} \quad (3.49)$$

Por inspeção das equações (3.48) e (3.49) percebe-se que a ondulação de corrente de alta frequência nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  pode ser definida ainda na etapa de projeto, bastando o projetista escolher cuidadosamente os valores de  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $D$  e  $T_S$  (CHEN; LAI, 2015).

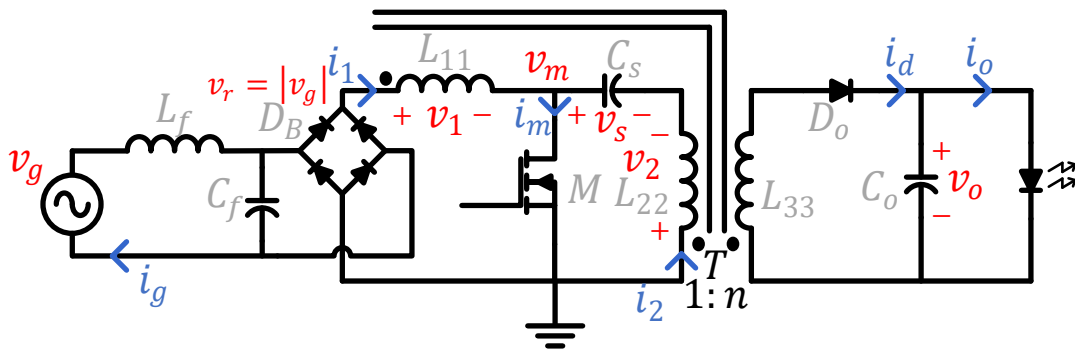
### 3.2 ANÁLISE DA OPERAÇÃO RETIFICADOR SEPIC ISOLADO COM INDUTORES ACOPLADOS

Em conversores como o SEPIC e o Ćuk, os valores instantâneos das tensões nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são iguais ( $v_1(t) = v_2(t)$ ), de modo que é possível construir ambos os indutores em um núcleo comum (KOLAR et al., 1997).

Conforme pode ser observado na Figura 3.2, o indutor  $L_2$  e o seu enrolamento secundário já são montados em um núcleo comum, formando um transformador.

Dado o exposto, conclui-se que os três enrolamentos podem ser integrados em um único núcleo, formando o conversor mostrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado com indutores acoplados



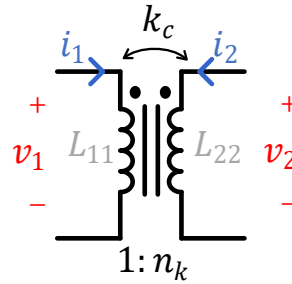
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A vantagem da integração dos magnéticos fica clara ao comparar a Figura 3.2 com a Figura 3.8, onde nota-se que é possível reduzir de dois para um o número de elementos magnéticos do conversor.

Técnicas como a de indutores acoplados e outros magnéticos integrados não são novas, mas muitos projetistas ainda se sentem desconfortáveis em utilizá-las em função da complexidade adicional requerida ao tratamento desse tipo de estrutura (HAMILL; KREIN, 1999).

Para simplificar a análise, os indutores acoplados  $L_{11}$  e  $L_{22}$  serão retirados do restante do circuito para serem analisados separadamente tal qual um transformador de dois enrolamentos (Figura 3.9).

Figura 3.9 - Modelo de duas portas do indutor acoplado



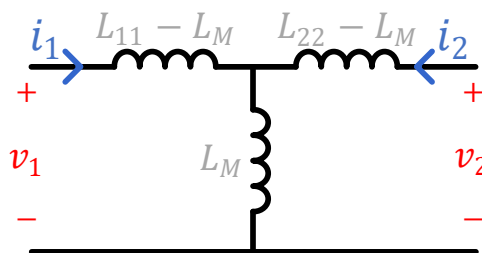
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Onde na Figura 3.9:

- $L_{11}$  é a indutância própria da bobina 1 [H];
- $L_{22}$  é a indutância própria da bobina 2 [H];
- $k_c$  é o coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas;
- $n_k$  é a relação de transformação entre as bobinas.

Além do transformador, uma outra forma de representar os indutores acoplados é através do modelo T desacoplado, mostrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 - Modelo T desacoplado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Onde na Figura 3.10:

- $L_M$  é a indutância mútua entre os enrolamentos [H].

Escrevendo as equações de malha para o circuito da Figura 3.10:

$$v_1(t) = L_{11} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + L_M \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (3.50)$$

$$v_2(t) = L_{22} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + L_M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.51)$$

Isolando-se  $\frac{di_2(t)}{dt}$  em ambas as equações (3.50) e (3.51) tem-se:

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{L_M} \cdot \left( v_1(t) - L_{11} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \right) \quad (3.52)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{L_{22}} \cdot \left( v_2(t) - L_M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \right) \quad (3.53)$$

Igualando-se equações (3.52) e (3.53) e posteriormente isolando  $\frac{di_1(t)}{dt}$ :

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_1(t) \cdot L_{22} - v_2(t) \cdot L_M}{L_{11} \cdot L_{22} - L_M^2} \quad (3.54)$$

Aplicando-se a mesma sequência de procedimentos nas equações (3.50) e (3.51), isolando  $\frac{di_2(t)}{dt}$  pode-se obter:

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{v_2(t) \cdot L_{11} - v_1(t) \cdot L_M}{L_{11} \cdot L_{22} - L_M^2} \quad (3.55)$$

A indutância mútua  $L_M$  pode ser dada em função das indutâncias próprias ( $L_{11}$  e  $L_{22}$ ) e do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  (BARBI, 2015). Matematicamente:

$$L_M = k_c \cdot \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}} \quad (3.56)$$

Substituindo a equação (3.56) em (3.54):

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_1(t) - v_2(t) \cdot k_c \cdot \sqrt{L_{11}/L_{22}}}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.57)$$

A relação de transformação  $n_k$  pode ser definida em função das indutâncias próprias  $L_{11}$  e  $L_{22}$  (BARBI, 2015). Matematicamente:

$$n_k = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}} \quad (3.58)$$

Substituindo a equação (3.58) em (3.57):

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_1(t) - v_2(t) \cdot \frac{k_c}{n_k}}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.59)$$

Realizando a mesma sequência de procedimentos em (3.55):

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{v_2(t) - v_1(t) \cdot k_c \cdot n_k}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.60)$$

Conforme já dito anteriormente, as tensões nos indutores  $L_{11}$  e  $L_{22}$  são idênticas e também iguais a tensão na saída da ponte retificadora, ou seja:

$$v_1(t) = v_2(t) = v_r(t) \quad (3.61)$$

Substituindo a equação (3.61) em (3.59) e (3.60):

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_r(t) \cdot \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.62)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{v_r(t) \cdot (1 - k_c \cdot n_k)}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.63)$$

Durante o intervalo de tempo  $D \cdot T_s$  em que o interruptor do conversor encontra-se fechado, as derivadas  $\frac{di_1(t)}{dt}$  e  $\frac{di_2(t)}{dt}$  podem ser aproximadas  $\frac{\Delta i_1(t)}{D \cdot T_s}$  e  $\frac{\Delta i_2(t)}{D \cdot T_s}$  (BARBI, 2015).

Aplicando a aproximação nas equações (3.62) e (3.63):

$$\frac{di_1(t)}{dt} \approx \frac{\Delta i_1(t)}{D \cdot T_s} \quad (3.64)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} \approx \frac{\Delta i_2(t)}{D \cdot T_s} \quad (3.65)$$

Substituindo (3.62) em (3.64) e (3.63) em (3.65):

$$\frac{\Delta i_1(t)}{D \cdot T_s} = \frac{v_r(t) \cdot \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.66)$$

$$\frac{\Delta i_2(t)}{D \cdot T_s} = \frac{v_r(t) \cdot (1 - k_c \cdot n_k)}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.67)$$

Resolvendo para  $\Delta i_1(t)$  e  $\Delta i_2(t)$ :

$$\Delta i_1(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.68)$$

$$\Delta i_2(t) = \frac{v_r(t) \cdot D \cdot T_s (1 - k_c \cdot n_k)}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.69)$$

Desenvolvendo as equações (3.68) e (3.69) para  $v_r(t) = V_G$ :

$$\Delta I_{1,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.70)$$

$$\Delta I_{2,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s (1 - k_c \cdot n_k)}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.71)$$

Analisando a equação (3.68) conclui-se que quando o coeficiente de acoplamento magnético é numericamente igual a relação de transformação ( $k_c = n_k$ ), a ondulação da corrente no indutor de entrada  $\Delta i_1(t)$  torna-se nula para qualquer valor de  $t$ . Matematicamente:

$$\lim_{\substack{k_c \rightarrow 1 \\ n_k}} \Delta i_1(t) = 0 \quad (3.72)$$

Como na prática o valor do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  é menor que a unidade, para obter a condição de ondulação nula na corrente de entrada deve-se escolher uma relação de transformação  $n_k$  também menor que a unidade ( $n_k < 1$ ) (BARBI, 2015).

Por outro lado, a partir da inspeção da equação (3.69) conclui-se que quando a relação de transformação for o inverso do coeficiente de acoplamento magnético ( $n_k = 1/k_c$ ) a ondulação de corrente no indutor de saída  $\Delta i_2(t)$  torna-se nula para qualquer valor de  $t$ . Matematicamente:

$$\lim_{k_c \cdot n_k \rightarrow 1} \Delta i_2(t) = 0 \quad (3.73)$$

Como na prática o valor do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  é menor que a unidade, logo para obter a condição de ondulação nula de corrente de saída deve-se escolher uma relação de transformação  $n_k$  maior que a unidade ( $n_k > 1$ ) (BARBI, 2015).

O fenômeno de obtenção de *ripple* nulo na entrada ou na saída do magnético é chamado *ripple steering* (HAMILL; KREIN, 1999).

Embora as equações (3.72) e (3.73) mostrem que é possível obter corrente nula em um dos indutores do conversor, na prática isso não ocorre. Alguns motivos:

- Na prática é muito difícil projetar e construir um indutor acoplado com total precisão sobre os valores de  $k_c$  e  $n_k$ ;
- A suposição de que  $v_1(t) = v_2(t) = v_r(t)$  exige que o valor da capacitância do capacitor  $C_S$  seja infinita;
- Mesmo que se pudesse construir um capacitor de capacitância infinita na aplicação como PFC, a capacitância de  $C_S$  deve possuir um valor finito para que os componentes passivos não ressonem com a rede e filtrem adequadamente os harmônicos do sinal de comutação (SIMONETTI; SEBASTIÁN; UCEDA, 1997).

### 3.2.1 Projeto da ondulação da corrente no conversor com indutores acoplados

Na Figura 3.8 é possível observar que os indutores acoplados  $L_{11}$  e  $L_{22}$  encontram-se associados na configuração paralelo aditivo. Dessa forma, pode-se utilizar a equação dessa associação para definir a indutância equivalente  $L_{eq}$  do conversor:

$$L_{eq} = \frac{L_{11} \cdot L_{22} (1 - k_c^2)}{L_{11} + L_{22} - 2 \cdot k_c \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \quad (3.74)$$



Sabendo que a relação de transformação  $n_k$  dos indutores acoplados foi definida na equação (3.58), pode-se manipular a mesma para isolar  $L_{22}$ :

$$L_{22} = n_k^2 L_{11} \quad (3.75)$$

Substituindo (3.75) em (3.74) e com algumas manipulações matemáticas é possível obter:

$$L_{eq} = \frac{L_{11} \cdot n_k^2 (1 - k_c^2)}{(n_k^2 - 2 \cdot k_c \cdot n_k + 1)} \quad (3.76)$$

Isolando  $L_{11}$  em (3.76):

$$L_{11} = \frac{L_{eq} (n_k^2 - 2 \cdot k_c \cdot n_k + 1)}{n_k^2 (1 - k_c^2)} \quad (3.77)$$

Considerando ainda que a ondulação de corrente  $\Delta I_{1,máx}$  no enrolamento primário é dada por (3.70), isolando  $L_{11}$  na mesma equação:

$$L_{11} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{\Delta I_{1,máx} (1 - k_c^2)} \quad (3.78)$$

Igualando-se (3.77) e (3.78):

$$\frac{L_{eq} (n_k^2 - 2 \cdot k_c \cdot n_k + 1)}{n_k^2 (1 - k_c^2)} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{\Delta I_{1,máx} (1 - k_c^2)} \quad (3.79)$$

Manipulando a equação (3.79) para obter uma função de segundo grau de  $n_k$ :

$$n_k^2 \left( \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{1,máx}} - L_{eq} \right) - n_k \left( \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{1,máx}} \cdot k_c - 2 \cdot L_{eq} \cdot k_c \right) - L_{eq} = 0 \quad (3.80)$$

A expressão (3.80) mostra que para um valor arbitrário de  $k_c$  e um conjunto de especificações do conversor ( $V_G, D, T_s, L_{eq}$  e  $\Delta I_{1,máx}$ ), só existem dois valores de  $n_k$  possíveis. Caso a solução da equação de segundo grau retorne duas raízes reais, uma positiva e outra negativa, toma-se sempre o valor da raiz positiva, uma vez que não há sentido físico em  $n_k < 0$ .

Apresentadas as equações, o fluxo de projeto consiste em:

- Arbitrar o valor de  $k_c$ ;
- Calcular a relação de transformação  $n_k$  através de (3.80);
- Encontrar o valor das indutâncias próprias  $L_{11}$  e  $L_{22}$  através das equações (3.78) e (3.75) respectivamente.

### 3.3 EQUIVALÊNCIA ENTRE OS CONVERSORES ACOPLADO E NÃO ACOPLADO

Na seção 3.1.6 foram deduzidas as ondulações de corrente  $\Delta I_{1,máx}$  e  $\Delta I_{2,máx}$  para o conversor desacoplado. Por outro lado, na seção 3.2 as ondulações foram deduzidas para o conversor acoplado. Dessa forma uma análise interessante pode ser feita a partir da comparação das equações:

$$\Delta I_{1,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_S}{L_1} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_S \left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)}{L_{11}(1 - k_c^2)} \quad (3.81)$$

$$\Delta I_{2,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_S}{L_2} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_S (1 - k_c \cdot n_k)}{L_{22}(1 - k_c^2)} \quad (3.82)$$

Se realizarmos algumas manipulações nas equações (3.81) e (3.82) é possível demonstrar que:

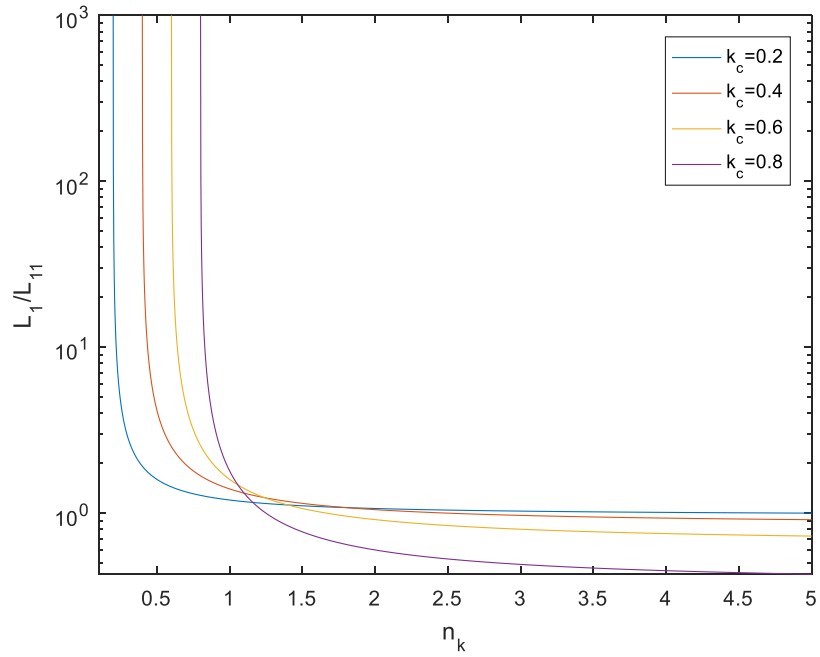
$$L_1 = \frac{L_{11}(1 - k_c^2)}{\left(1 - \frac{k_c}{n_k}\right)} \quad (3.83)$$

$$L_2 = \frac{L_{22}(1 - k_c^2)}{(1 - k_c \cdot n_k)} \quad (3.84)$$

Na equação (3.83) é possível perceber que quando  $k_c \approx n_k$  a indutância  $L_{11}$  é amplificada em muitas vezes, podendo emular uma indutância  $L_1$  muito grande. Esse fenômeno fica ainda mais claro quando analisado no gráfico da Figura 3.11, onde é mostrado o fator de amplificação das indutâncias  $L_1/L_{11}$  em função de  $k_c$  e  $n_k$ .

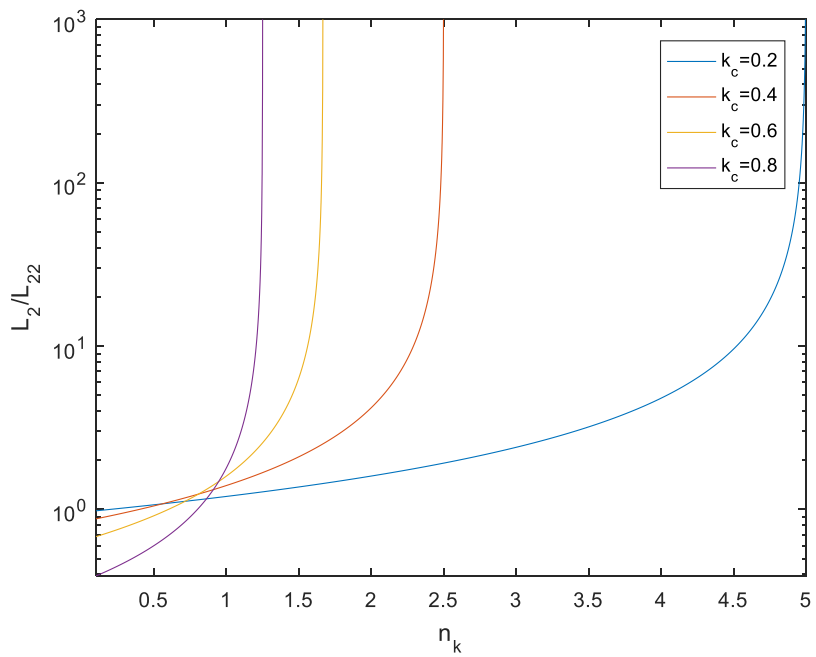
Por outro lado, na equação (3.84) é possível perceber que quando  $k_c \approx 1/n_k$  a indutância  $L_{22}$  é amplificada em muitas vezes, podendo emular uma indutância  $L_2$  muito grande. Esse fenômeno fica ainda mais claro quando analisado no gráfico da Figura 3.12, onde é mostrado o fator de amplificação das indutâncias  $L_2/L_{22}$  em função de  $k_c$  e  $n_k$ .

Figura 3.11 - Razão  $L_1/L_{11}$  em função de  $k_c$  e  $n_k$



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 3.12 - Razão  $L_2/L_{22}$  em função de  $k_c$  e  $n_k$



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 3.4 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Nesse capítulo, mostrou-se que a ondulação da corrente de entrada no SEPIC pode ser ajustada mediante ao projeto dos indutores. Isso ocorre tanto na versão acoplada quanto na versão desacoplada do conversor. Entretanto, mostrou-se que para um mesmo requisito de ondulação, a versão acoplada pode apresentar valores menores de indutância, devido ao fenômeno do *ripple steering*. A versão com indutores acoplados possui ainda o benefício adicional de possibilitar a integração dos magnéticos do conversor em um único núcleo, contribuindo para diminuição do número de componentes.

## 4 MODELAGEM DO MAGNÉTICO INTEGRADO

Inicialmente, será apresentada uma breve revisão de conceitos relacionados ao eletromagnetismo, como o objetivo de demonstrar como uma estrutura magnética genérica pode ser modelada através do seu circuito magnético. A modelagem pelo circuito magnético é pertinente pela simplicidade, uma vez que as técnicas de solução de circuitos magnéticos são as mesmas aplicadas aos circuitos elétricos.

Na sequência do capítulo será apresentada uma proposta de estrutura magnética integrada especialmente desenvolvida para a aplicação no conversor SEPIC. A modelagem da estrutura magnética será realizada a partir de seu circuito magnético. Adicionalmente, aspectos do projeto físico da estrutura também serão detalhados.

Por fim será apresentado um breve ensaio experimental com o objetivo de validar a modelagem desenvolvida.

### 4.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

#### 4.1.1 Lei de Ampère

A teoria clássica do eletromagnetismo é formada por 4 leis, sendo a lei de Ampère a que rege a formação de um campo magnético a partir de uma corrente (CHAPMAN, 2013). A lei de Ampère afirma que a integral de linha de um campo magnético de intensidade  $H$  é igual à corrente líquida  $\sum i$  envolvida:

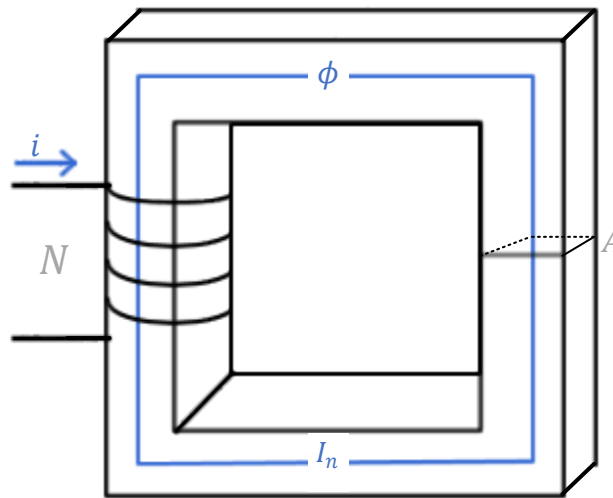
$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum i \quad (4.1)$$

Onde:

- $H$ : é a intensidade do campo [ $A \cdot e/m$ ];
- $d\mathbf{l}$ : é um elemento diferencial de comprimento [ $m$ ];
- $\sum i$ : é a corrente líquida envolvida pelo caminho de integração [ $A$ ].

Para melhor entendimento da lei de Ampère, aplica-se a mesma a um circuito magnético prático: um indutor com um enrolamento de  $N$  espiras, montado em um núcleo ferromagnético retangular sem entreferro, como o mostrado na Figura 4.1.

Figura 4.1 - Indutor simples



Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

Segundo Erickson (1997), escolhendo-se convenientemente o caminho de integração de forma que o mesmo coincida com a linha média do campo magnético no interior do núcleo e assumindo a intensidade do campo magnético  $H$  constante ao longo de todo caminho, a integral pode ser simplificada para:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H \cdot l_n \quad (4.2)$$

Onde:

- $l_n$ : comprimento médio do caminho magnético que nesse caso é o próprio comprimento médio do núcleo [m].

Por outro lado, o enrolamento envolve o caminho da integração  $N$  vezes. Isto posto, a corrente líquida  $\sum i$  pode ser dada por  $N \cdot i$ . A lei de Ampère para esse caso fica:

$$H \cdot l_n = N \cdot i \quad (4.3)$$

Onde:

- $N$ : número de espiras do enrolamento [e];
- $i$ : corrente no enrolamento [A].

Reescrevendo (4.3) em termos de  $H$ :

$$H = \frac{N \cdot i}{l_n} \quad (4.4)$$

### 4.1.2 Densidade de Fluxo e Permeabilidade Magnética

A densidade de fluxo magnético  $B$  produzida no interior do núcleo representa a densidade de linhas de fluxo por unidade de área  $A$ . A magnitude de  $B$  depende da intensidade do campo magnético  $H$  e de uma propriedade do material, que é a sua permeabilidade magnética  $\mu$  (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995). Matematicamente:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (4.5)$$

Onde:

- $B$ : densidade de fluxo magnético [ $T$ ];
- $\mu$ : permeabilidade magnética do material [ $H/m$ ].

Usualmente, a permeabilidade magnética de um material  $\mu$  é comparada com a permeabilidade magnética do vácuo/ar  $\mu_0$ , através de uma grandeza chamada permeabilidade relativa  $\mu_r$  (CHAPMAN, 2013).

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (4.6)$$

Onde:

- $\mu_r$ : permeabilidade relativa do material;
- $\mu_0$ : permeabilidade magnética do vácuo [ $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$ ].

A título de exemplo, a permeabilidade relativa do material IP12R da fabricante de núcleos de ferrite Thornton é de 2100 vezes a permeabilidade magnética do vácuo (THORNTON ELETRÔNICA LTDA., 2015). Em outras palavras, para uma mesma intensidade de campo aplicado pode ser produzido 2100 vezes mais fluxo no núcleo do que em um volume equivalente de ar.

Portanto, no núcleo mostrado na Figura 4.1, a densidade de fluxo pode ser calculada substituindo-se (4.4) em (4.5):

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot i}{l_n} \quad (4.7)$$

### 4.1.3 Fluxo Magnético

O fluxo magnético  $\phi$  em uma dada área  $A$  pode ser obtido resolvendo a integral de superfície da densidade de fluxo magnético  $B$  normal a essa área (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995):

$$\phi = \iint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.8)$$

Onde:

- $\phi$ : fluxo magnético [ $Wb$ ];

Se o vetor densidade de fluxo  $B$  for constante e perpendicular ao longo de toda a área  $A$ , a equação (4.8) poderá ser simplificada:

$$\phi = B \cdot A \quad (4.9)$$

Substituindo (4.7) em (4.9):

$$\phi = \frac{\mu \cdot A \cdot N \cdot i}{l_n} \quad (4.10)$$

#### 4.1.4 Circuitos Magnéticos

Por definição, o produto do número de espiras  $N$  pela corrente  $i$  é chamado força magnetomotriz f.m.m. ( $\mathfrak{F}$ ):

$$\mathfrak{F} = N \cdot i \quad (4.11)$$

Onde:

- $\mathfrak{F}$ : força magnetomotriz [ $A$ ].

Substituindo (4.11) em (4.10):

$$\phi = \frac{\mu \cdot A}{l_n} \mathfrak{F} \quad (4.12)$$

A equação (4.12) mostra que o fluxo magnético  $\phi$  é diretamente proporcional à força magnetomotriz  $\mathfrak{F}$  por meio de uma constante, chamada na literatura de permeância magnética  $\wp$  (CHAPMAN, 2013). Por definição:

$$\wp = \frac{\mu \cdot A}{l_n} \quad (4.13)$$

Onde:

- $\wp$ : permeância do circuito magnético [ $Wb/A \cdot e$ ].

Usualmente utiliza-se também a definição de relutância  $\mathcal{R}$  que é o inverso da permeância magnética  $\wp$  do circuito magnético (CHAPMAN, 2013). Matematicamente:

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\wp} = \frac{l_n}{\mu \cdot A} \quad (4.14)$$

Onde:

- $\mathcal{R}$ : relutância do circuito magnético [ $A \cdot e/Wb$ ].

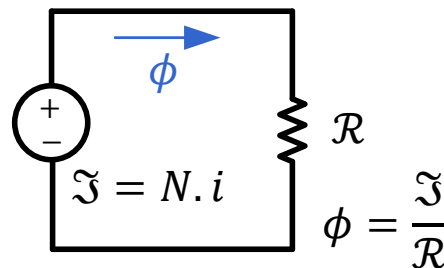


Substituindo (4.14) em (4.12):

$$\phi = \frac{\mathfrak{F}}{\mathcal{R}} \quad (4.15)$$

A equação (4.15) mostra que o fluxo magnético  $\phi$  é diretamente proporcional à força magnetomotriz  $\mathfrak{F}$  e inversamente proporcional à relutância  $\mathcal{R}$  do circuito magnético. Pode-se fazer uma analogia com a Lei Ohm, que afirma que a corrente em um circuito elétrico  $i$  é diretamente proporcional à tensão aplicada  $v$  e inversamente proporcional à resistência elétrica  $R$ . Isso permite fazer um análogo elétrico do circuito magnético do indutor, como é mostrado a Figura 4.2 (CHAPMAN, 2013).

Figura 4.2 - Analogia entre circuitos elétricos e circuitos magnéticos



Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

A associação de relutâncias obedece às mesmas regras da associação de resistências em um circuito elétrico (CHAPMAN, 2013).

No que diz respeito à solução dos circuitos magnéticos lineares, podem ser utilizadas as técnicas clássicas de solução de circuitos elétricos lineares como a Lei de Kirchoff das Correntes e a Lei de Kirchoff das Tensões (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

A modelagem descrita pode ser também aplicada em núcleos com *gap* (entreferro), conforme pode ser observado na Figura 4.3.

No caso do indutor da Figura 4.3, a relutância do núcleo  $\mathcal{R}_n$  pode ser definida por:

$$\mathcal{R}_n = \frac{l_n}{\mu_n \cdot A} \quad (4.16)$$

Onde:

- $l_n$  é o comprimento médio do núcleo [ $m$ ];
- $\mu_n$ : permeabilidade magnética do núcleo [ $H/m$ ];
- $A$ : é a área de seção transversal do núcleo [ $m^2$ ].

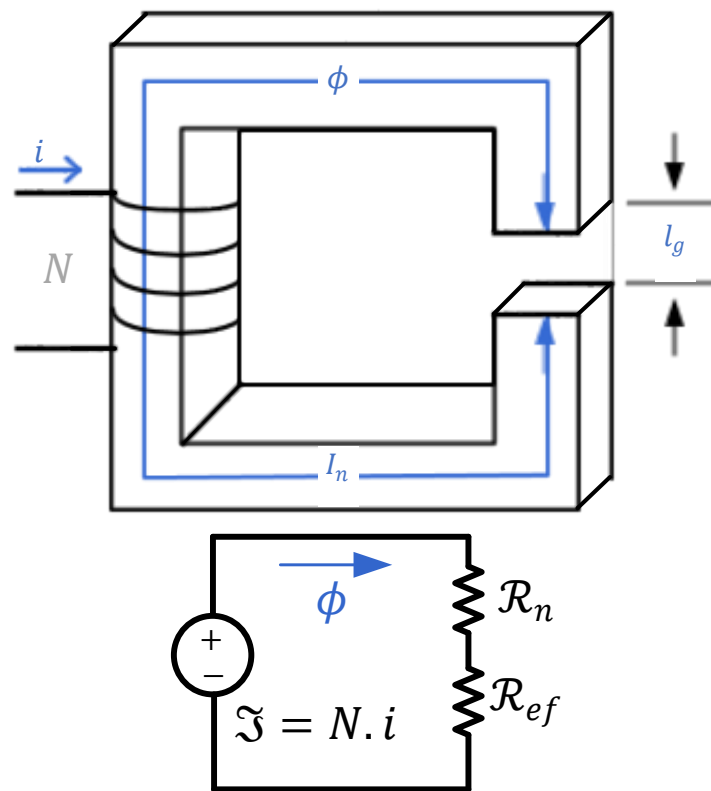
A relutância do entreferro  $\mathcal{R}_{ef}$  por sua vez:

$$\mathcal{R}_{ef} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A} \quad (4.17)$$

Onde:

- $l_g$  é o comprimento do entreferro [m];
- $A$ : é a área de seção transversal do entreferro, assumida como igual à do núcleo (CHAPMAN, 2013) [m<sup>2</sup>];
- $\mu_0$ : permeabilidade magnética do ar [ $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ ].

Figura 4.3 - (a) Indutor com *gap* e (b) Circuito magnético equivalente

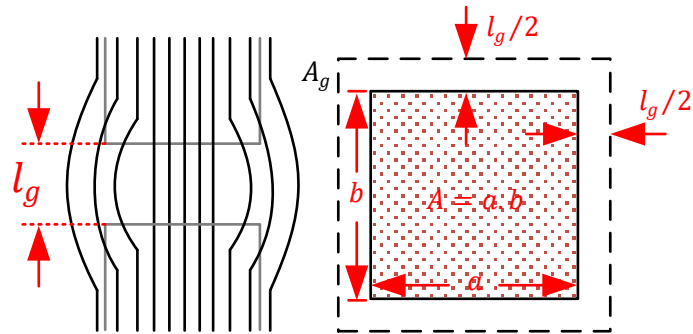


Fonte: (CHAPMAN, 2013)

#### 4.1.5 Fator de Espriamento

Para elevados valores de  $l_g$ , a relutância dos outros caminhos ao lado do gap tem que ser considerada (VALCHEV; VAN DEN BOSSCHE, 2005). Em outras palavras, isso quer dizer que havendo entreferros muito grandes, a área efetiva  $A_g$  de seção reta do entreferro será maior do que a área de seção reta física  $A$  do núcleo (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995). A Figura 4.4 (a) ilustra o espraio do fluxo no entreferro.

Figura 4.4 - Espreamento de um campo magnético no entreferro



Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland & Robbins (1995).

Dado o exposto, a área efetiva do entreferro  $A_g$  pode ser dada em função das dimensões da seção reta do núcleo ( $a$  e  $b$ ) e do comprimento do entreferro  $l_g$  ((MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995):

$$A_g = (a + l_g) \cdot (b + l_g) \quad (4.18)$$

A razão entre a área efetiva do entreferro  $A_g$  e a área do núcleo  $A$  é o fator de espreamento  $F_e$ . Matematicamente:

$$F_e = \frac{(a + l_g) \cdot (b + l_g)}{A} \quad (4.19)$$

Substituindo (4.19) em (4.17):

$$\mathcal{R}_{ef} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A \cdot F_e} \quad (4.20)$$

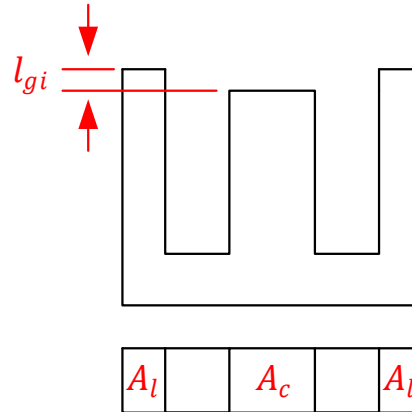
## 4.2 DESENHO FÍSICO DO MAGNÉTICO INTEGRADO

De acordo com o que foi exposto nessa mesma dissertação, o magnético integrado deve possuir as seguintes características:

- Permitir o ajuste do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  e por consequência a indutância mútua  $L_M$  entre os indutores acoplados  $L_{11}$  e  $L_{22}$ ;
- Possuir um alto coeficiente de acoplamento magnético entre os indutores  $L_{22}$  e  $L_{33}$ , com uma indutância de dispersão tão pequena quanto a possível.

Antes de determinar o desenho físico do magnético, deve-se escolher o tipo de núcleo que será utilizado. Escolheu-se utilizar núcleos em formato de E com *gap* na perna central, cujas dimensões são mostradas genericamente na Figura 4.5.

Figura 4.5 - Vistas frontal e superior de um núcleo tipo E



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 4.5,  $A_l$  é a área da perna lateral do núcleo,  $A_c$  é a área da perna central e  $l_{gi}$  é o comprimento do *gap* intrínseco da perna central (para indutores sem *gap*  $l_{gi} = 0$ ).

Com a finalidade de garantir a realização simultânea dos requisitos anteriormente citados, é proposta nesse trabalho uma estrutura magnética cuja vista em corte é apresentada na Figura 4.6

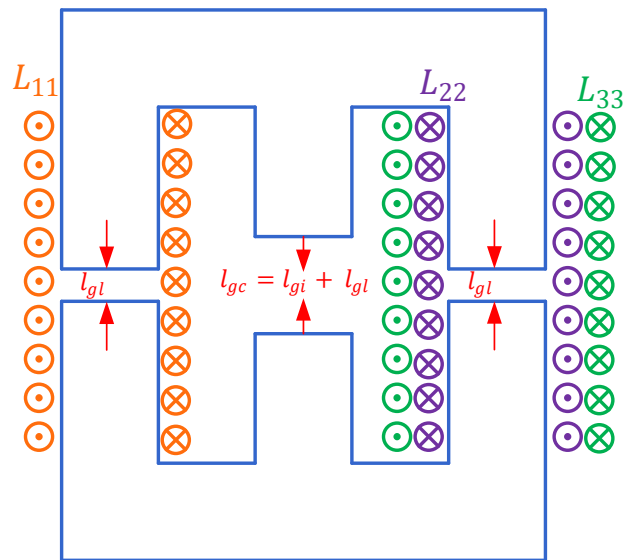
A estrutura magnética da Figura 4.6 consiste em um núcleo EE onde a metade superior trata-se de uma peça sem o *gap* intrínseco da perna central ( $l_{gi} = 0$ ) e a metade inferior trata-se de uma peça com o *gap* intrínseco da perna central ( $l_{gi} \geq 0$ ). Adicionalmente, pode ser adicionado um *gap* lateral  $l_{gl}$  de forma que o *gap* da perna central  $l_{gc}$  seja dado pela soma  $l_{gi} + l_{gl}$ .

A posição das bobinas dos indutores  $L_{11}$  e  $L_{22}$  foi escolhida nas pernas laterais do núcleo EE para que fosse possível controlar o coeficiente acoplamento magnético simplesmente ajustando o comprimento dos *gaps* das pernas lateral  $l_{gl}$  e central  $l_{gc}$ .

Por outro lado, escolheu-se posicionar os indutores  $L_{22}$  e  $L_{33}$  na mesma perna e enrolados de forma sobreposta para que os mesmos possuam um acoplamento magnético tão alto quanto o possível e indutância de dispersão tão baixa quanto o possível.

Na sequência, serão demonstradas matematicamente as propriedades da estrutura magnética proposta.

Figura 4.6 - Vista em corte da estrutura magnética



Fonte: Elaborado pelo autor (2019)..

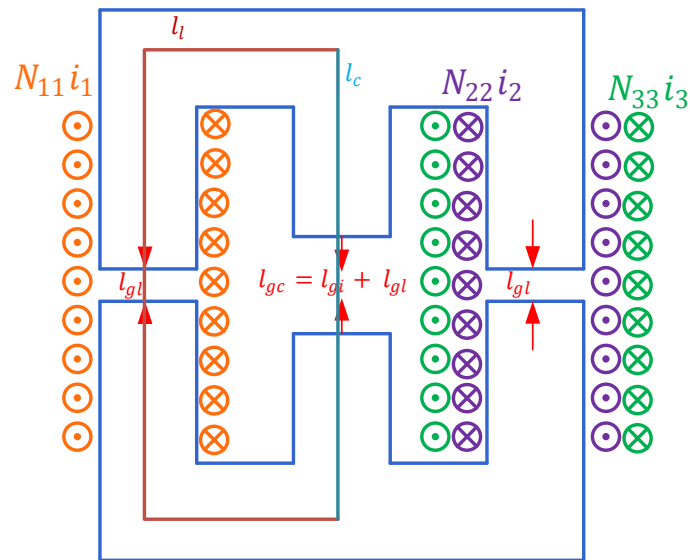
#### 4.2.1 Circuito Magnético Equivalente da Estrutura

Conforme já demonstrado na dissertação, para modelagem através do magnético por meio de seu circuito elétrico equivalente é necessário antes conhecer o desenho físico da estrutura magnética, como mostrado na Figura 4.7.

Por simplicidade, serão projetados apenas os indutores  $L_{11}$  e  $L_{22}$  bem como o coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  entre os mesmos. Dessa forma, a força magnetomotriz  $N_{33}i_3$  está omitida no circuito equivalente da Figura 4.8. O projeto do número de espiras do enrolamento de  $L_{33}$  será feito simplesmente aplicando a consequência da relação de transformação:

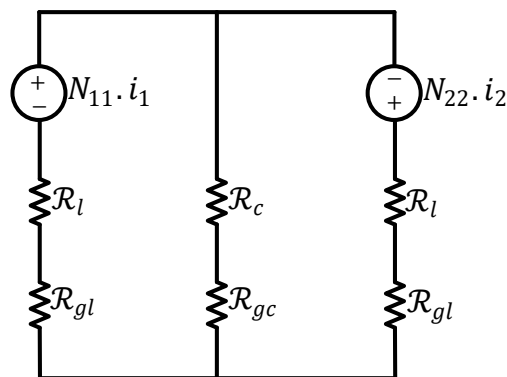
$$N_{33} = N_{22} \sqrt{\frac{L_{33}}{L_{22}}} \quad (4.21)$$

Figura 4.7 - Vista em corte da estrutura magnética



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.8 - Vista em corte da estrutura magnética



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 4.8 as relutâncias do circuito magnético são:

- $\mathcal{R}_l$ : relutância da perna lateral [A. e/Wb];
- $\mathcal{R}_c$ : relutância da perna central [A. e/Wb];
- $\mathcal{R}_{gl}$ : relutância do gap da perna lateral [A. e/Wb];
- $\mathcal{R}_{gc}$ : relutância do gap da perna central [A. e/Wb].

Na Figura 4.8, a polaridade das fontes  $N_{11} \cdot i_1$  e  $N_{22} \cdot i_2$  foi obtida aplicando-se a regra da mão direita.

Definindo matematicamente cada uma das relutâncias do circuito:

$$\mathcal{R}_l = \frac{l_l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_l} \quad (4.22)$$

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_c} \quad (4.23)$$

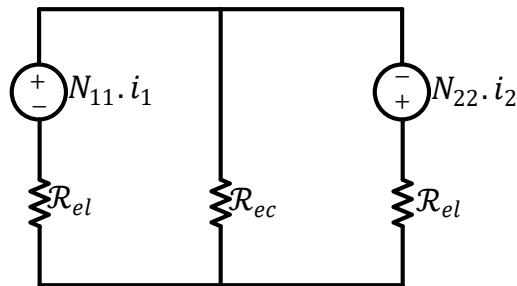
$$\mathcal{R}_{gl} = \frac{l_{gl}}{\mu_0 \cdot A_l \cdot F_l} \quad (4.24)$$

$$\mathcal{R}_{gc} = \frac{l_{gc}}{\mu_0 \cdot A_c \cdot F_c} \quad (4.25)$$

Onde na equação (4.24)  $F_l$  é o fator de espraiamento do fluxo na perna lateral e na equação (4.25)  $F_c$  é o fator de espraiamento do fluxo na perna central.

Com o objetivo de simplificar o equacionamento, as relutâncias do núcleo e do *gap* de cada perna serão associadas em série, de forma que o circuito equivalente fique como o da Figura 4.9.

Figura 4.9 - Circuito magnético simplificado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A relutância equivalente da perna lateral  $\mathcal{R}_{el}$  pode então ser definida por:

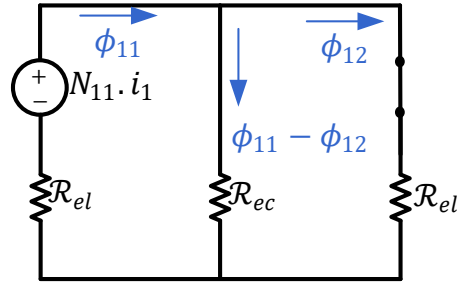
$$\mathcal{R}_{el} = \mathcal{R}_l + \mathcal{R}_{gl} \quad (4.26)$$

Assim com a relutância equivalente da perna central  $\mathcal{R}_{ec}$ :

$$\mathcal{R}_{ec} = \mathcal{R}_c + \mathcal{R}_{gc} \quad (4.27)$$

Para solucionar o circuito magnético, será utilizado o teorema da superposição. Sendo assim, em um primeiro momento será analisado o efeito da f.m.m.  $N_{11} \cdot i_1$ , colocando-se em repouso a f.m.m.  $N_{22} \cdot i_2$ . O circuito magnético fica como o mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.10 - Circuito equivalente considerando os efeitos da fonte de tensão  $N_{11} \cdot i_1$



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Calcula-se então a relutância total  $\mathcal{R}_t$  do circuito magnético, utilizando as equações de associação de relutâncias em paralelo e série:

$$\mathcal{R}_t = \mathcal{R}_{el} + \frac{\mathcal{R}_{el} \cdot \mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.28)$$

Calculada a relutância total  $\mathcal{R}_t$ , o fluxo próprio da primeira bobina ( $\phi_{11}$ ) pode ser calculado pela ‘Lei de Ohm’ aplicada ao circuito magnético:

$$\phi_{11} = \frac{N_{11} \cdot i_1}{\mathcal{R}_t} \quad (4.29)$$

O fluxo mútuo  $\phi_{12}$  pode ser calculado aplicando ao ‘divisor de corrente’ aplicada ao circuito magnético:

$$\phi_{12} = \phi_{11} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.30)$$

Como demonstrado no equacionamento, apenas uma parte do fluxo magnético  $\phi_{11}$  atravessa a outra bobina, a razão entre os fluxos próprio e mútuo,  $\phi_{11}$  e  $\phi_{12}$  é chamada coeficiente de acoplamento magnético  $k_{12}$  (HESTERMAN, 2017). Matematicamente:

$$k_{12} = \frac{\phi_{12}}{\phi_{11}} = \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.31)$$

A equação (4.31) mostra que o coeficiente de acoplamento magnético  $k_{12}$  para a estrutura magnética proposta é independente do número de espiras de qualquer um dos enrolamentos. Dessa forma, projetando-se corretamente as relutâncias equivalentes das pernas central  $\mathcal{R}_{ec}$  e lateral  $\mathcal{R}_{el}$ , pode-se controlar o acoplamento magnético  $k_{12}$  da estrutura.

De acordo com Hesterman (2017) a indutância própria  $L_{11}$  pode ser definida como:

$$L_{11} = \frac{N_{11} \cdot \phi_{11}}{i_1} \quad (4.32)$$



Substituindo (4.29) em (4.32):

$$L_{11} = \frac{N_{11}^2}{\mathcal{R}_t} \quad (4.33)$$

Na prática, como a relutância total  $\mathcal{R}_t$  é um parâmetro com maior incerteza do que o número de espiras, ajustes na indutância podem ser feitos ajustando-se o número de espiras do enrolamento (HESTERMAN, 2017).

Isolando  $N_{11}$  em (4.33), obtém-se a equação de projeto do número de espiras  $N_{11}$  do indutor  $L_{11}$ :

$$N_{11} = \sqrt{L_{11} \cdot \mathcal{R}_t} \quad (4.34)$$

Conforme Hesterman (2017) a indutância mútua  $L_{12}$  entre as bobinas pode ser definida como:

$$L_{12} = \frac{N_{22} \cdot \phi_{12}}{i_1} \quad (4.35)$$

Substituindo (4.30) em (4.35):

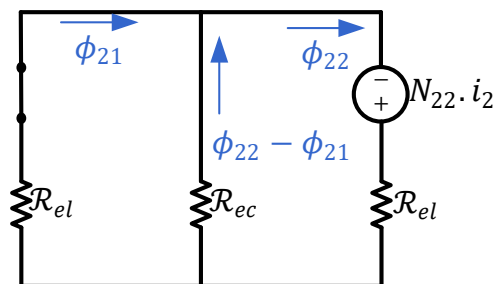
$$L_{12} = \frac{N_{22}}{i_1} \left( \phi_{11} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \right) \quad (4.36)$$

Substituindo (4.29) em (4.36):

$$L_{12} = \frac{N_{11} N_{22}}{\mathcal{R}_t} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.37)$$

Continuando a solução do circuito magnético utilizando o teorema da superposição, será agora analisado o efeito da f.m.m.  $N_{22} \cdot i_2$ , colocando-se em repouso a f.m.m.  $N_{11} \cdot i_1$ . O circuito magnético então fica como o mostrado na Figura 4.11

Figura 4.11 - Circuito equivalente considerando os efeitos da fonte de tensão  $N_{22} \cdot i_2$



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O circuito da Figura 4.11 pode ser reduzido calculando-se a relutância total  $\mathcal{R}_t$  do circuito por meio de (4.28).

Calculada a relutância total  $\mathcal{R}_t$ , o fluxo próprio  $\phi_{22}$  pode ser calculado pela ‘Lei de Ohm’ aplicada ao circuito magnético:

$$\phi_{22} = \frac{N_{22} \cdot i_2}{\mathcal{R}_t} \quad (4.38)$$

O fluxo mútuo  $\phi_{21}$  pode ser calculado empregando-se a equação do ‘divisor de corrente’ aplicada ao circuito magnético:

$$\phi_{21} = \phi_{22} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.39)$$

O coeficiente de acoplamento magnético  $k_{21}$  por sua vez:

$$k_{21} = \frac{\phi_{21}}{\phi_{22}} = \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.40)$$

Comparando as equações (4.31) e (4.40) percebe-se que a estrutura possui simetria, uma vez que  $k_{12} = k_{21}$ . Sendo assim, por definição os coeficientes  $k_{12}$  e  $k_{21}$  serão simplesmente chamados de  $k_c$ . Matematicamente:

$$k_{12} = k_{21} = k_c = \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.41)$$

A indutância própria  $L_{22}$  da bobina 2 pode ser definida como:

$$L_{22} = \frac{N_{22} \cdot \phi_{22}}{i_2} \quad (4.42)$$

Substituindo (4.38) em (4.42):

$$L_{22} = \frac{N_{22}^2}{\mathcal{R}_t} \quad (4.43)$$

Isolando  $N_{22}$  em (4.43), obtém-se a equação de projeto do número de espiras  $N_{22}$  do indutor  $L_{22}$ :

$$N_{22} = \sqrt{L_{22} \cdot \mathcal{R}_t} \quad (4.44)$$

A indutância mútua  $L_{21}$  entre as bobinas pode ser definida por:

$$L_{21} = \frac{N_{11} \cdot \phi_{21}}{i_2} \quad (4.45)$$

Substituindo (4.39) em (4.45):

$$L_{21} = \frac{N_{11}}{i_2} \left( \phi_{22} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \right) \quad (4.46)$$

Substituindo (4.38) em (4.46):

$$L_{21} = \frac{N_{11} \cdot N_{22}}{\mathcal{R}_t} \frac{\mathcal{R}_{ec}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_{ec}} \quad (4.47)$$

Ao comparar equações (4.37) e (4.47) verifica-se que os valores das indutâncias mútuas  $L_{12}$  e  $L_{21}$  são idênticos, o que novamente atesta a simetria da estrutura magnética proposta.

Sendo assim, por definição as indutâncias mútuas  $L_{12}$  e  $L_{21}$  serão chamadas genericamente de  $L_M$ . Matematicamente:

$$L_{12} = L_{21} = L_M \quad (4.48)$$

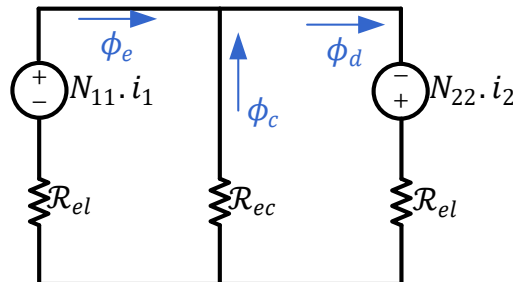
A indutância mútua  $L_M$  pode ser ainda definida alternativamente em função das indutâncias próprias  $L_{11}$  e  $L_{22}$  e do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$ :

$$L_M = k_c \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}} \quad (4.49)$$

#### 4.2.2 Cálculo do fluxo magnético

Para obter a solução completa do circuito magnético pelo teorema da superposição, deve-se somar os fluxos obtidos em cada uma das soluções. Assim, os fluxos magnéticos nas pernas: esquerda  $\phi_e$ , central  $\phi_c$  e direita  $\phi_d$  podem ser calculados. Os sentidos dos fluxos magnéticos em cada uma das pernas são mostrados na Figura 4.12.

Figura 4.12: -Fluxo total nas pernas do magnético



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

De acordo com o teorema da superposição, os fluxos resultantes em cada perna podem ser calculados por:

$$\phi_e = \phi_{11} + \phi_{21} \quad (4.50)$$

$$\phi_c = (\phi_{22} - \phi_{21}) - (\phi_{11} - \phi_{12}) \quad (4.51)$$

$$\phi_d = \phi_{22} + \phi_{12} \quad (4.52)$$

Para análise de saturação, torna-se conveniente escrever a densidade de fluxo magnético nas pernas esquerda  $B_e$ , central  $B_c$  e direita  $B_d$ , conforme a relação dada pela equação (4.9).

$$B_e = \frac{\phi_e}{A_l} \quad (4.53)$$

$$B_c = \frac{\phi_c}{A_c} \quad (4.54)$$

$$B_d = \frac{\phi_d}{A_l} \quad (4.55)$$

Para garantir que a estrutura não sature em momento algum é necessário que os valores de  $B_e$ ,  $B_c$  e  $B_d$  nunca excedam a densidade de fluxo de saturação do núcleo  $B_{sat}$ . Para núcleos de ferrite, tipicamente adota-se a densidade de fluxo de saturação com sendo  $0,3 T$  (BARBI, 2011).

### 4.2.3 Projeto do Enrolamento

O projeto do enrolamento consiste na definição do número e da seção (bitola) dos condutores que serão utilizados. A aplicação de condutores em magnéticos de alta frequência deve levar em conta o fenômeno da redução da capacidade de condução de corrente devido ao efeito pelicular (BARBI, 2011).

Conforme Mohan, Undeland & Robbins (1995), para descrever o efeito pelicular primeiramente considera-se um condutor de cobre conduzindo uma corrente  $i(t)$  variante no tempo, em que  $i(t)$  por sua vez induz um campo magnético de intensidade  $H(t)$  conforme mostrado na Figura 4.13 (a). O campo magnético induzido faz com que no interior do condutor surjam correntes parasitas que se opõem à  $i(t)$ , como pode ser visto na Figura 4.13(b). O resultado é que a distribuição de corrente  $J(t)$  no interior do condutor fica drasticamente modificada, fazendo com que a corrente seja conduzida majoritariamente na superfície do condutor como mostra a Figura 4.13(c).

O fenômeno descrito acima é chamado efeito pelicular (do inglês, *skin effect*) e atua de maneira a limitar a profundidade máxima  $\delta$  de penetração da corrente no condutor (VALCHEV; VAN DEN BOSSCHE, 2005). Matematicamente:

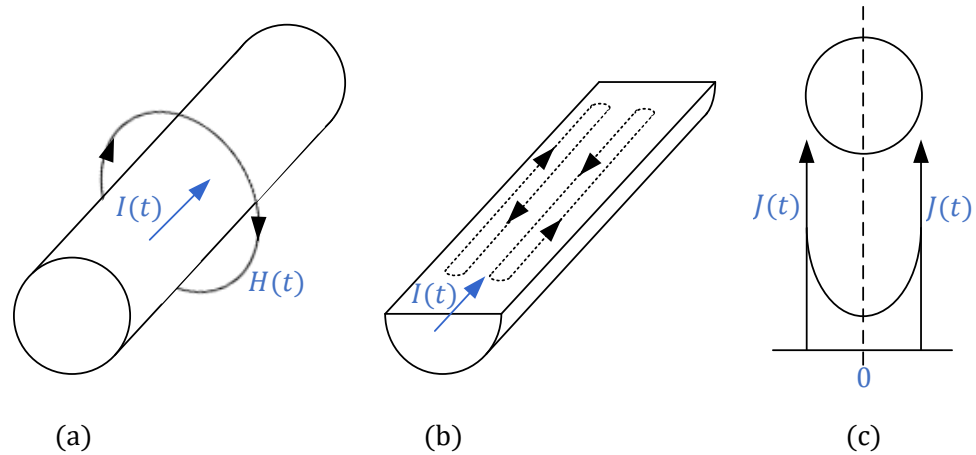
$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{cu}}{\omega \cdot \mu_{cu}}} \quad (4.56)$$

Onde:

- $\delta$ : máxima profundidade de penetração [ $m$ ];
- $\rho_{cu}$ : resistividade do cobre [ $17,3 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$ ];
- $\omega$ : frequência angular da corrente aplicada [ $rad/s$ ];

- $\mu_{cu}$ : permeabilidade magnética do cobre que é essencialmente igual à do vácuo [ $4. \pi. 10^{-7} H/m$ ].

Figura 4.13 - Efeito Pelicular



Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland & Robbins (1995).

Portanto, não convém utilizar condutores com diâmetro maior do que  $2. \delta$  (BARBI, 2011). A área máxima do condutor  $S_{m\acute{a}x}$  então fica:

$$S_{m\acute{a}x} = \pi. \delta^2 \quad (4.57)$$

Na prática, com o auxílio de um catálogo de condutores, deve-se aproximar  $S_{m\acute{a}x}$  pela seção comercial menor e mais próxima.

No caso da estrutura magnética proposta, como a frequência das correntes é a mesma nos três enrolamentos, o valor de  $S_{m\acute{a}x}$  também será o mesmo em todos os casos.

O cálculo da área do fio  $S_{fio}$  depende da corrente eficaz que o atravessa  $I_{rms}$  e da máxima densidade de corrente  $J_{m\acute{a}x}$  admitida pelo material, que nesse caso é o cobre. Pode-se definir a seção do fio para cada um dos enrolamentos da estrutura magnética conforme (BARBI, 2011):

$$S_{fio,1} = \frac{I_{1,rms}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (4.58)$$

$$S_{fio,2} = \frac{I_{2,rms}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (4.59)$$

$$S_{fio,3} = \frac{I_{3,rms}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (4.60)$$

Onde:

- $S_{fio,1}$ : seção do condutor do enrolamento do indutor  $L_{11}$  [ $m^2$ ];

- $I_{1,rms}$ : corrente eficaz no enrolamento do indutor  $L_{11}$  [A];
- $S_{fio,2}$ : seção do condutor do enrolamento do indutor  $L_{22}$  [ $m^2$ ];
- $I_{2,rms}$ : corrente eficaz no enrolamento do indutor  $L_{22}$  [A];
- $S_{fio,3}$ : seção do condutor do enrolamento do indutor  $L_{33}$  [ $m^2$ ];
- $I_{3,rms}$ : corrente eficaz no enrolamento do indutor  $L_{33}$  [A];
- $J_{m\acute{a}x}$ : Máxima densidade de corrente no cobre [ $500 \cdot 10^4 A/m^2$ ].

Com o auxílio de um catálogo de condutores, deve-se aproximar  $S_{fio}$  por uma seção comercial menor e mais próxima.

Em muitos casos a seção requerida  $S_{fio}$  para uma dada corrente eficaz  $I_{rms}$  é maior do que seção fixada pelo efeito pelicular  $S_{m\acute{a}x}$ . Dessa forma, deve-se associar  $n_c$  condutores em paralelo para evitar superaquecimento (BARBI, 2011). Definindo o número de condutores para cada um dos enrolamentos da estrutura magnética:

$$n_{c,1} = \frac{S_{fio,1}}{S_{m\acute{a}x}} \quad (4.61)$$

$$n_{c,2} = \frac{S_{fio,2}}{S_{m\acute{a}x}} \quad (4.62)$$

$$n_{c,3} = \frac{S_{fio,3}}{S_{m\acute{a}x}} \quad (4.63)$$

Onde:

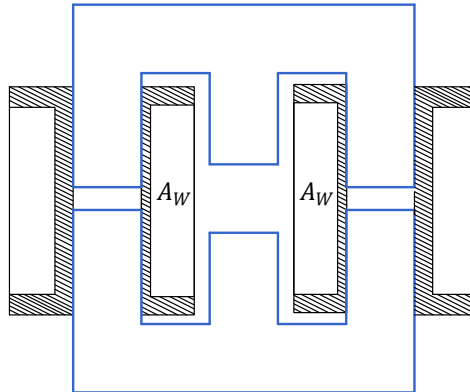
- $n_{c,1}$ : número de condutores do enrolamento do indutor  $L_{11}$ ;
- $n_{c,2}$ : número de condutores do enrolamento do indutor  $L_{22}$ ;
- $n_{c,3}$ : número de condutores do enrolamento do indutor  $L_{33}$ .

Os  $n_c$  condutores em paralelo podem ser trançados entre si formando um arranjo conhecido como *litz wire* (VALCHEV; VAN DEN BOSSCHE, 2005).

Determinados os valores comerciais das seções dos fios dos três enrolamentos da estrutura magnética, o próximo  testar a realização, que é um cálculo que permite concluir se esses enrolamentos cabem ou não no núcleo escolhido a priori.

Considerando a disposição física dos enrolamentos na estrutura magnética, fazem-se necessários dois carretéis, um na perna direita e outro na perna esquerda conforme pode ser visto na Figura 4.14.

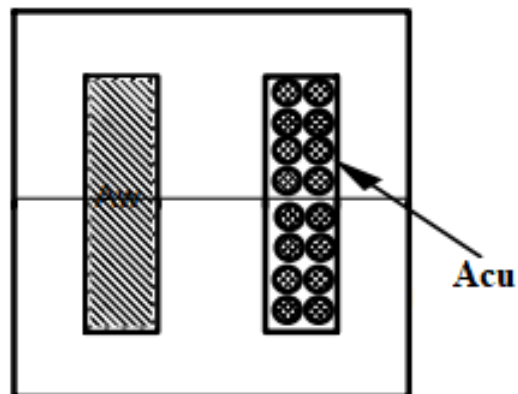
Figura 4.14 - Área de janela em uma estrutura magnética com dois carretéis



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A área máxima que pode ser ocupada pelo cobre em cada carretel é chamada área de janela  $A_w$ . Porém, segundo Mohan, Undeland & Robbins (1995) afirmam que na prática mesmo ao preencher a totalidade da área da janela  $A_w$  o enrolamento de cobre ocupa uma área efetiva  $A_{cu}$  um pouco menor, principalmente em função da geometria do condutor como pode ser visto na Figura 4.15.

Figura 4.15 - Taxa de ocupação do cobre no carretel



Fonte: (BARBI, 2011)

Sendo assim, define-se o fator de ocupação do cobre na janela  $k_{cu}$  como:

$$k_{cu} = \frac{A_{cu}}{A_w} \quad (4.64)$$

Para indutores fabricados com *litz wire* pode-se utilizar um fator de ocupação de 0,3, enquanto para condutores circulares um fator entre 0,5 e 0,7 pode ser utilizado (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

Conforme a Figura 4.7, o indutor  $L_{11}$  ocupa a janela esquerda do núcleo a qual chamaremos por definição de  $A_{we}$ . Por outro lado, os indutores  $L_{22}$  e  $L_{33}$  ocupam a janela direita do núcleo, que será chamada por definição de  $A_{wd}$ . Sendo assim, adaptando as equações de Barbi (2011), define-se a mínima área de janela  $A_{w,min}$  necessária para comportar os enrolamentos da estrutura:

$$A_{we,min} = \frac{N_{11} \cdot n_{c,1} \cdot S_{fio,1}}{k_{cu}} \quad (4.65)$$

$$A_{wd,min} = \frac{N_{22} \cdot n_{c,2} \cdot S_{fio,2} + N_{33} \cdot n_{c,3} \cdot S_{fio,3}}{k_{cu}} \quad (4.66)$$

Onde:

- $A_{we,min}$ : área da janela mínima para a perna esquerda [ $m^2$ ];
- $A_{wd,min}$ : área da janela mínima para a perna direita [ $m^2$ ];
- $k_{cu}$ : fator de ocupação do cobre no carretel [0,5-0,7].

Por fim, define-se a possibilidade de execução  $Exec$ , que consiste em verificar se o enrolamento caberá na área de janela do núcleo  $A_w$ . A possibilidade de execução para as duas janelas da estrutura fica:

$$Exec_e = \frac{A_{we,min}}{A_w} \quad (4.67)$$

$$Exec_d = \frac{A_{wd,min}}{A_w} \quad (4.68)$$

Onde:

- $Exec_e$ : possibilidade de execução para a janela esquerda;
- $Exec_d$ : possibilidade de execução para a janela direita;
- $A_w$ : área da janela do núcleo escolhido [ $m^2$ ].

Para que o projeto seja realizável, os valores de  $Exec_e$  e  $Exec_d$  devem ser simultaneamente menores que 1.



#### 4.2.4 Validação da Estrutura Magnética Proposta

Com o intuito de validar a modelagem proposta, foi executado um ensaio experimental. Primeiramente, foi verificada a disponibilidade de núcleos EE com *gap* no laboratório NIMO (Núcleo de Iluminação Moderna). Os núcleos encontrados estão listados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Núcleos EE disponíveis no NIMO.

<i>Núcleo</i>	$l_l[m]$	$l_c[m]$	$l_{gi}[m]$	$A_l[m^2]$	$A_c[m^2]$
30/15/14 – SG	4,95E-02	2,47E-02	0,00E+00	7,67E-05	1,05E-04
30/15/14 – 200	4,95E-02	2,47E-02	8,00E-04	7,67E-05	1,05E-04
30/15/14 – 250	4,95E-02	2,47E-02	6,00E-04	7,67E-05	1,05E-04
30/15/14 – 300	4,95E-02	2,47E-02	4,80E-04	7,67E-05	1,05E-04
30/15/14 – 350	4,95E-02	2,47E-02	3,90E-04	7,67E-05	1,05E-04
30/15/14 – 400	4,95E-02	2,47E-02	3,30E-04	7,67E-05	1,05E-04

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Como é possível observar na Tabela 4.1, tratam-se de 6 núcleos praticamente idênticos (ambos do modelo 30/15/14 da Thornton) diferindo entre si somente pelo comprimento do *gap* intrínseco na perna central  $l_{gi}$ .

Conforme dito anteriormente, na estrutura magnética proposta pode-se opcionalmente utilizar um *gap* lateral de comprimento  $l_{gl}$ . Para o ensaio, folhas de papel com espessura de 0,1 mm foram utilizadas para a confecção do *gap* lateral. Admitiu-se que poderiam ser utilizados de uma a seis folhas em cada perna lateral do núcleo. Dessa forma considerando o número de núcleos disponíveis e as 6 possibilidades de comprimento do *gap* lateral, tem-se um total de 36 estruturas distintas que poderiam ser montadas.

Para realizar o ensaio, foram utilizados dois carretéis bobinados: um com 20 espiras para ser a bobina do indutor  $L_{11}$  e outro com 40 espiras para ser a bobina do indutor  $L_{22}$ .

As 36 possibilidades de estrutura magnética foram montadas e com o auxílio de um medidor LCR modelo U1733C da marca Agilent foram medidas as indutâncias próprias ( $L_{11}$  e  $L_{22}$ ) e da indutância mútua  $L_M$ .

Para medição da indutância mútua foi utilizado o processo descrito em Hesterman, (2017), que consiste em:

- Colocar as bobinas acopladas na configuração série aditiva e medir a indutância  $L_{add} [H]$ ;
- Colocar as bobinas acopladas na configuração série subtrativa e medir a indutância  $L_{sub} [H]$ .

A partir das medições de  $L_{add}$  e  $L_{sub}$ , a indutância mútua pode então ser calculada por:

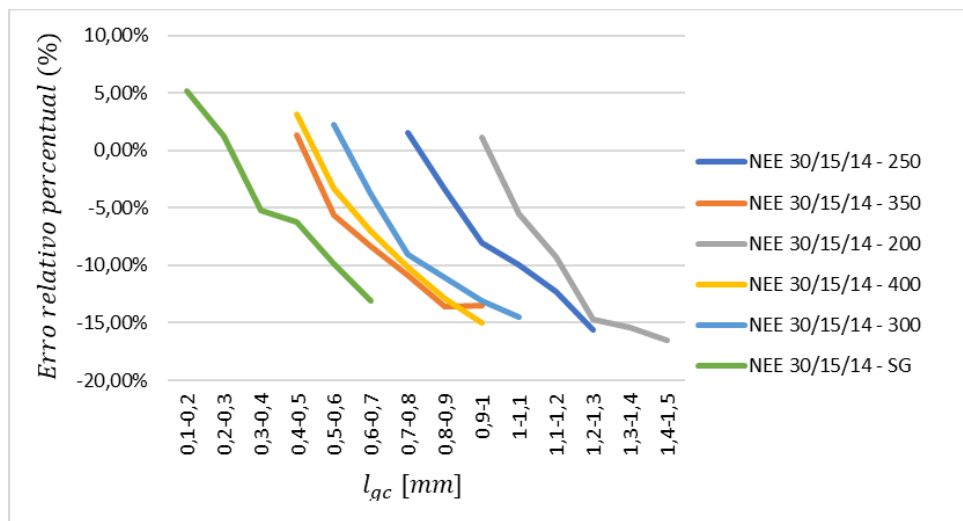
$$L_M = \frac{L_{add} - L_{sub}}{4} \quad (4.69)$$

Posteriormente, o coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  por:

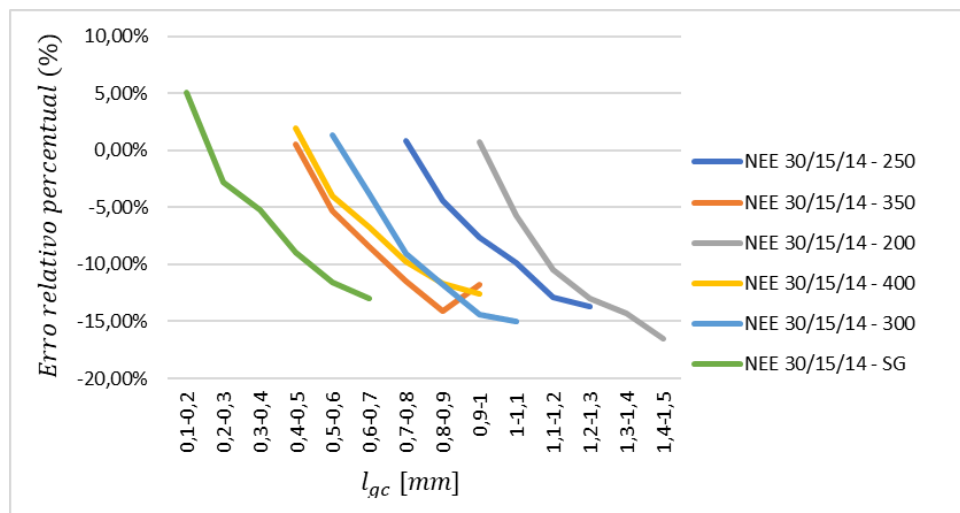
$$k_c = \frac{L_M}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \quad (4.70)$$

A comparação entre valores projetados e medidos, por meio do erro percentual relativo é mostrada na Figura 4.16.

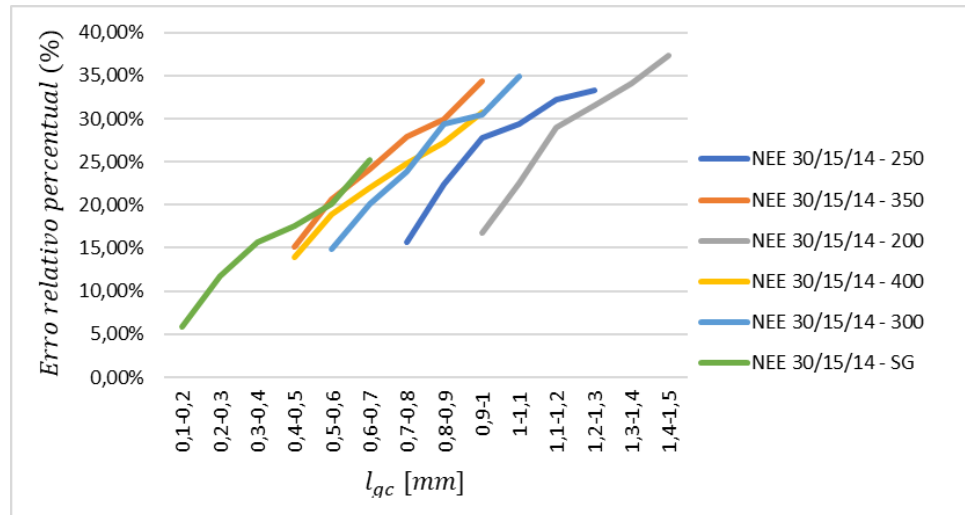
Figura 4.16 - Erro relativo percentual em função de  $l_{gc}$ : (a) para  $L_{11}$ ; (b) para  $L_{22}$ ; (c) para  $k_c$ ; (Antes do ajuste)



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Ao observar a Figura 4.16 (a) e (b), percebe-se que independente do núcleo utilizado, o erro relativo das indutâncias próprias  $L_{11}$  e  $L_{22}$  aumenta com o comprimento do *gap* da perna central  $l_{gc}$ . A correlação negativa entre  $l_{gc}$  e o erro percentual relativo está associada ao fenômeno do espriamento do fluxo no entreferro, que faz com que a indutância projetada seja menor do que indutância medida, resultando em um erro negativo. O resultado permite concluir também que as equações do espriamento funcionam melhor para pequenos valores de  $l_{gc}$ .

Embora o erro nas indutâncias próprias possa ser maior do que 15% em alguns casos, na prática pode-se ajustar o valor das indutâncias simplesmente alterando o número de espiras em cada bobina, conforme mostram as equações (4.33) e (4.43). É relevante ressaltar que a alteração do número de espiras de uma bobina interfere somente na indutância própria da mesma, não afetando em nada o coeficiente de acoplamento magnético da estrutura que depende somente do projeto dos *gaps*.

Na Figura 4.16 (c) percebe-se que o erro relativo percentual do coeficiente de acoplamento  $k_c$  aumenta quando o comprimento do *gap* central  $l_{gc}$  também aumenta, porém com correlação positiva, ou seja, nesse caso o valor projetado é maior que o medido. O ajuste de  $k_c$  ocorre mediante ao ajuste dos *gaps* lateral e central, o que de certa forma é complicado pois também interfere nas indutâncias próprias. Sendo assim, foi sentida a necessidade de obter maior precisão no projeto dos *gaps*.

Por análise da equação (4.41) foi notado que se o coeficiente acoplamento magnético projetado é maior que o medido, pode significar que na prática a relutância equivalente da perna

central  $\mathcal{R}_{ec}$  é menor que o seu valor de projeto. Um dos parâmetros mais incertos na formação de  $\mathcal{R}_{ec}$  é o fator de espraimento do fluxo na perna central  $F_c$ .

Dessa forma, investigou-se quais os valores de  $F_c$  que minimizam o erro quadrático entre valores projetados e medidos do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  em cada uma das 36 possibilidades de montagem. Matematicamente temos o seguinte problema de minimização:

$$\text{mín} \left( (k_{c,projetado}(F_c) - k_{c,medido})^2 \right) \quad (4.71)$$

Onde:

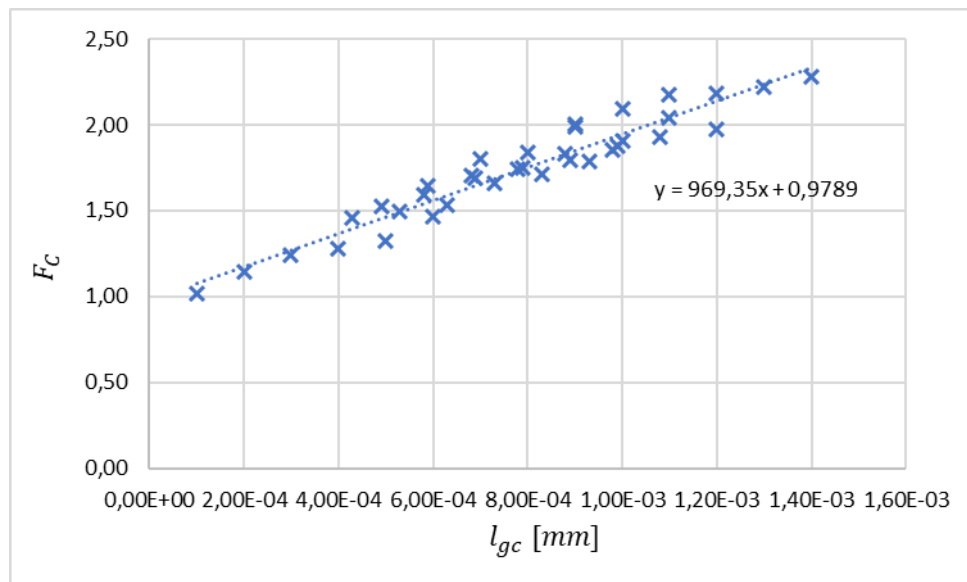
- $F_c$ : fator de espraimento da perna central (variável de otimização);

- $k_{c,projetado}(F_c) = \frac{\mathcal{R}_c + \frac{l_{gc}}{\mu_0 \cdot A_c \cdot F_c}}{\mathcal{R}_{el} + \mathcal{R}_c + \frac{l_{gc}}{\mu_0 \cdot A_c \cdot F_c}}$

- $k_{c,medido}$ : coeficiente de acoplamento magnético medido.

Com o auxílio do recurso “atingir meta” do Microsoft Excel, minimizou-se a função custo apresentada em (4.71) para cada uma das 36 possibilidades de montagem e obteve-se o gráfico mostrado na Figura 4.17.

Figura 4.17 - Fator de espraimento em função do  $gap$  central (após o ajuste)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 4.17 cada um dos 36 pontos representa o valor ótimo de  $F_c$  para um dado  $l_{gc}$ . Analisando a dispersão dos pontos percebe-se que os valores possuem correlação linear positiva, dessa forma, obteve-se também uma equação de reta, que daqui para frente será

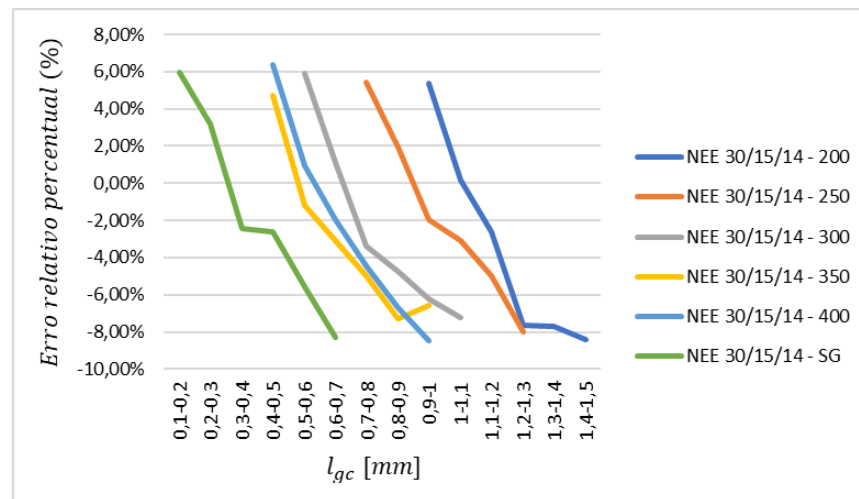
utilizada como a equação do espraio da perna central  $F_c$  em função do  $gap$  da perna central  $l_{gc}$ . Matematicamente:

$$F_c(l_{gc}) = 969,35 \cdot l_{gc} + 0,9789 \quad (4.72)$$

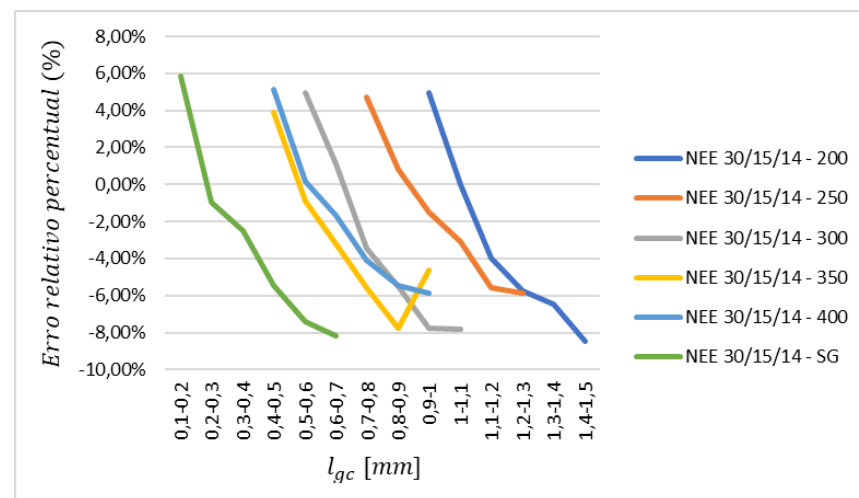
Realimentando a equação (4.72) nas equações de modelagem, comparam-se novamente os valores projetados e medidos na Figura 4.18.

Comparando os gráficos da Figura 4.18 com os gráficos da Figura 4.16 percebe-se que mesmo que o foco da otimização fosse a redução do erro do coeficiente de acoplamento, o erro nas indutâncias próprias também foi significativamente melhorado. Em todos os casos, após o ajuste, o erro ficou confinado aproximadamente entre  $-9\%$  e  $+8\%$ .

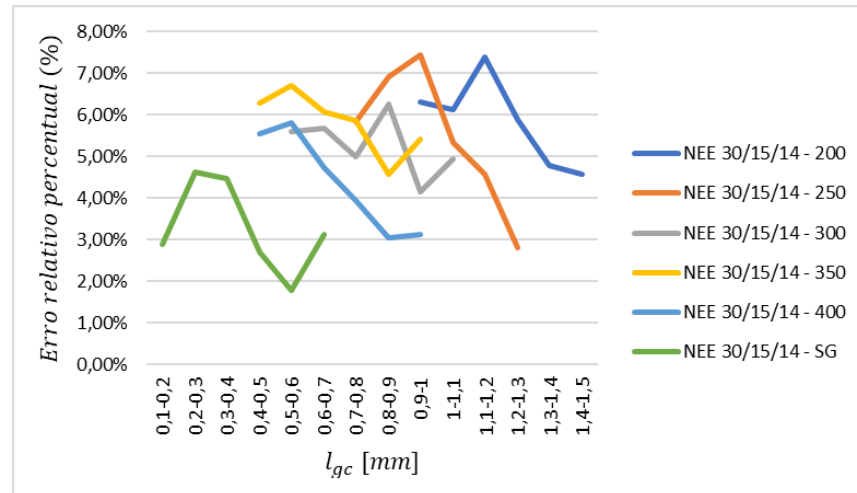
Figura 4.18 - Erro relativo percentual em função de  $l_{gc}$ : (a) para  $L_{11}$ ; (b) para  $L_{22}$ ; (c) para  $k_c$ ; (Após o ajuste)



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

#### 4.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foi apresentada uma fundamentação teórica a fim de mostrar como uma estrutura magnética genérica pode ser modelada através de um circuito magnético.

Visando a implementação prática do conversor SEPIC, foi proposta uma nova estrutura magnética integrada especialmente desenvolvida para essa aplicação. A modelagem matemática mostrou que a estrutura magnética proposta permite:

- O projeto desacoplado das indutâncias próprias;
- Um coeficiente de acoplamento magnético que não depende do número de espiras de nenhum dos enrolamentos, mas somente dos *gaps* e do núcleo escolhido.

Através do ensaio experimental realizado, percebeu-se que a modelagem desenvolvida apresentou boa precisão na determinação das indutâncias próprias da estrutura magnética, porém o mesmo não ocorreu para o coeficiente de acoplamento magnético. A imprecisão na determinação do acoplamento foi atribuída ao fator de espraçamento do fluxo na perna central do núcleo.

Dessa forma, utilizando os dados experimentais foi proposta uma nova equação para o fator de espraçamento, que quando realimentada na modelagem resultou em erros entre  $-9\%$  e  $+8\%$  para todos os parâmetros da estrutura magnética.

## 5 PROJETO DO CONVERSOR E DO MAGNÉTICO INTEGRADO

Nesse capítulo o conversor e a nova estrutura magnética proposta serão projetados utilizando a modelagem desenvolvida nos capítulos anteriores.

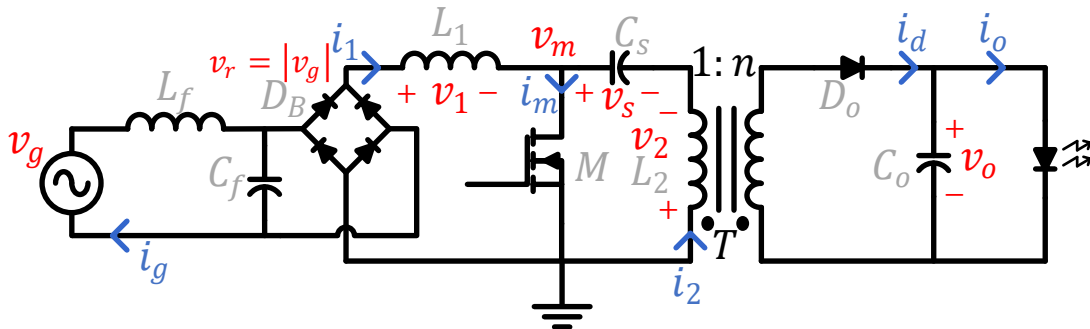
Para validação do projeto do conversor, simulações em LTSpice e PSIM serão realizadas.

Adicionalmente será feita uma simulação utilizando o método dos elementos finitos (FEM) para refinar e validar o projeto da estrutura magnética.

### 5.1 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR COM INDUTORES DESACOPLADOS

Com o intuito de facilitar a leitura do texto dessa seção, o circuito do conversor é repetido na Figura 5.1.

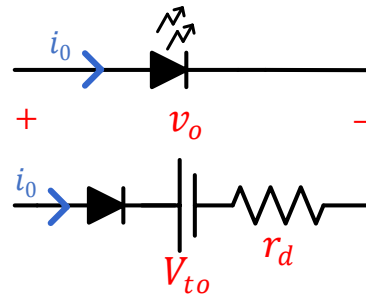
Figura 5.1 - Diagrama esquemático do retificador SEPIC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para iniciar o projeto do conversor, deve-se em primeiro lugar conhecer as características da carga que será acionada e estabelecer um modelo matemático que capture o comportamento da mesma. Como já mencionado anteriormente, nesse trabalho será acionada uma luminária LED de 50 W para iluminação pública. O modelo matemático utilizado será aquele que substitui o arranjo de LEDs por diodo ideal em série com uma fonte de tensão de amplitude  $V_{t0}$  e uma resistência  $r_d$  (SOARES, 2017). O circuito equivalente do modelo pode ser visto na Figura 5.2.

Figura 5.2 - Circuito equivalente do arranjo de LEDs



Fonte: Adaptado de Ferraz (2019)

Em posse dos parâmetros do modelo ( $V_{t0}$ , e  $r_d$ ) e a corrente média de acionamento dos LEDs  $I_o$ , pode ser calculada a tensão média  $V_o$  requerida para estabelecer a corrente média  $I_o$  sobre o arranjo. Matematicamente:

$$V_o = V_{t0} + r_d \cdot I_o \quad (5.1)$$

A partir da tensão e corrente média de acionamento do arranjo,  $V_o$  e  $I_o$  repectivamente, pode ser definida também a potência média de acionamento  $P_o$ :

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (5.2)$$

Outro ponto importante, é a definição do percentual máximo de oscilação das variáveis de saída. No trabalho de Almeida (2014) afirma-se que é possível trabalhar com ondulações percentuais de corrente  $\Delta I_{o\%}$  de até 50% sem grandes prejuízos ao fluxo e a eficácia luminosa do LED. Dessa forma, o valor da ondulação da tensão de saída  $\Delta V_o$  que estabelecerá uma oscilação percentual de corrente máxima  $\Delta I_{o\%}$  sobre o arranjo:

$$\Delta V_o = \Delta I_{o\%} \cdot I_o \cdot r_d \quad (5.3)$$

É ainda interessante ressaltar que a norma número 1789-2015 do IEEE (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) estabelece que a máxima ondulação percentual da corrente de saída  $\Delta I_{o\%}$  (considerando uma ondulação de 120 Hz) deve ser de 19,2 % para que não haja efeitos sobre a saúde humana como dores de cabeça, enxaquecas e até ataques epiléticos (SOARES, 2017) .

Listados os requisitos de acionamento da carga, o próximo passo é investigar as características da rede que irá alimentar o conversor, principalmente no que se refere ao valor de pico da tensão  $V_G$  e a frequência  $f$ .



Uma vez especificadas as características da carga e da rede, define-se então o ponto de operação do conversor, que é dado pelo par  $n$  e  $D$  (relação de transformação e razão cíclica respectivamente).

É por meio do projeto da relação de transformação  $n$  que se pode fixar o máximo esforço de tensão sobre o interruptor  $V_{M,máx}$  que é também função dos valores de pico da tensão da rede  $V_G$  e da tensão média de saída  $V_o$ , definidos a priori (SIMONETTI; SEBASTIÁN; UCEDA, 1997). A relação de transformação mínima  $n_{min}$  que garante que a tensão no interruptor não exceda  $V_{M,máx}$  é dada por:

$$n_{min} = \frac{V_o}{V_{M,máx} - V_G} \quad (5.4)$$

Calculado o valor da relação de transformação mínima  $n_{min}$ , o projetista então escolhe o valor da relação de transformação  $n$  de forma que  $n \geq n_{min}$ .

Sabendo que o conversor deve operar em modo DCM, pode-se utilizar a equação do ganho do conversor SEPIC para o modo CRM para obter o valor crítico da razão cíclica (ALMEIDA, 2012). Matematicamente:

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o + n \cdot V_G} \quad (5.5)$$

Para garantir que o conversor opere em DCM, escolhe-se uma razão cíclica menor do que a máxima ( $D < D_{max}$ ) (ALMEIDA, 2012).

Definido o ponto de operação do conversor ( $n, D$ ), escolhe-se uma frequência de comutação  $f_s$  para os interruptores estáticos e calcula-se o valor da indutância equivalente  $L_{eq}$  do estágio de entrada do conversor (SIMONETTI et al., 1992):

$$L_{eq} = \frac{V_G^2 \cdot D^2}{4 \cdot P_o \cdot f_s} \quad (5.6)$$

Calculado o valor de  $L_{eq}$ , o próximo passo é determinar as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  do conversor SEPIC clássico. Posteriormente, serão calculados os parâmetros do conversor acoplado ( $L_{11}$ ,  $L_{22}$  e  $k_c$ ) necessários para emular  $L_1$  e  $L_2$  em um indutor acoplado.

Conforme visto no Capítulo 3, a indutância equivalente  $L_{eq}$  é obtida associando em paralelo as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , dessa forma, existem infinitas combinações entre  $L_1$  e  $L_2$  que resultam em um mesmo  $L_{eq}$ . Entretanto haverá um critério para escolha de  $L_1$  que será a ondulação de corrente  $\Delta I_1$  nesse mesmo indutor. Calcula-se  $L_1$  então manipulando a equação (3.48):

$$L_1 = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{1,m\acute{a}x}} \quad (5.7)$$

Conforme Simonetti, Sebastián & Uceda, (1997) o valor de  $L_2$  que satisfaz  $L_{eq}$  é dado por:

$$L_2 = \frac{L_1 \cdot L_{eq}}{L_1 - L_{eq}} \quad (5.8)$$

Segundo (BARBI, 2015) , para garantir que a ondulação da tensão de saída seja de  $\Delta V_o$ , o valor do capacitor  $C_o$  deve ser:

$$C_o = \frac{P_o}{\omega \cdot \Delta V_o \cdot V_o} \quad (5.9)$$

O capacitor intermediário  $C_s$  deve ser escolhido de forma que a frequência de ressonância do conversor seja simultaneamente maior que a frequência da rede  $f$  e menor que a frequência de comutação  $f_s$  (SIMONETTI et al., 1992) . Matematicamente:

$$f < \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_s}} < f_s \quad (5.10)$$

### 5.1.1 Projeto do conversor com indutores desacoplados

Utilizando as equações da seção 5.1 será projetado um conversor SEPIC com indutores desacoplados, de forma a atender os requisitos de projeto comentados mostrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Especificações de projeto do conversor

Símbolo	Descrição	Valor
$V_G$	Tensão de pico da rede	311 V
$f$	Frequência da rede	60 Hz
$V_{t0}$	Tensão Limiar	132,93 V
$r_d$	Resistência dinâmica	20,16 $\Omega$
$I_o$	Corrente média de saída	350 mA
$\Delta I_{o\%}$	Ondulação percentual da corrente de saída	30%
$V_{M\_max}$	Tensão máxima no MOSFET	600 V
$\Delta I_{1\%}$	Ondulação percentual da corrente de entrada	10%

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

No que diz respeito às características da entrada, o conversor foi projetado para ser alimentado em uma rede com uma tensão eficaz de 220 V e uma frequência de 60 Hz.

A carga a ser acionada é uma luminária Akila 48 LEDs fabricada pela Schröder. Os parâmetros do arranjo de LEDs foram obtidos experimentalmente e são  $V_{t0} = 132,93 V$ ,  $r_d = 20,16 \Omega$  e  $I_o = 350 mA$ . Como consequência dos parâmetros e das equações (5.1) e (5.2), a tensão média de acionamento  $V_o$  é de  $143,81 V$  e a potência média  $P_o$  de  $50 W$ .

Dada a potência de saída  $P_o$  e a tensão de pico da entrada  $V_G$ , pode-se calcular a corrente de pico na entrada do conversor usando:

$$I_G = \frac{2 \cdot P_o}{V_G} \quad (5.11)$$

Aplicando os valores na equação (5.11), tem-se que  $I_G = 321,40 mA$ .

Para melhor estabilidade do fluxo luminoso, foi adotada uma ondulação percentual máxima para a corrente de saída  $\Delta I_{o\%}$  de 30%, valor que realimentado na equação (5.3) resulta em uma ondulação de tensão de saída  $\Delta V_o$  de  $2,16 V$ .

Considerando a disponibilidade de semicondutores no laboratório NIMO, estipulou-se que o máximo esforço de tensão no MOSFET  $V_{M,máx}$  não deveria exceder  $600 V$ . Dessa forma a relação de transformação mínima  $n_{min}$  foi igual  $0,50$ . Escolheu-se então uma relação de transformação  $n = 1$ , a qual idealmente implicará em uma tensão  $V_{M,máx} = 455 V$ .

Escolhida a relação de transformação, determinou-se a razão cíclica  $D_{máx}$  que garante a operação em DCM do conversor. Utilizando a equação (5.5) obteve-se  $D_{máx} = 0,32$  e então escolheu-se  $D = 0,30$ .

Na sequência, a frequência de comutação  $f_s$  foi fixada em  $50 kHz$  e em seguida, foi calculada a indutância equivalente  $L_{eq}$  por meio da equação (5.6). A indutância equivalente resultou em  $871,20 \mu H$ .

Considerando que a ondulação percentual da corrente de entrada  $\Delta I_{1\%}$  desejada é de 10%, pode-se desnormalizar esse valor multiplicando-o por  $I_G$ . Matematicamente:

$$\Delta I_{1,máx} = \Delta I_{1\%} \cdot I_G \quad (5.12)$$

Aplicando a equação (5.12) determina-se que a ondulação de corrente  $\Delta I_{1,máx}$  é de  $32,14 mA$ .

Para que a ondulação de corrente  $\Delta I_{1,máx}$  seja respeitada, calculou-se  $L_1 = 58,08 mH$  conforme a equação (5.7). Por consequência  $L_2$  foi calculado pela equação (5.8) e resultou em  $884,47 \mu H$ . Nota-se que o valor da indutância  $L_1$  é bastante elevado, o que pode resultar em um indutor volumoso e pouco eficiente.

O capacitor  $C_o$  calculado a partir de (5.9) resultou em  $438,59 \mu F$  e foi aproximado pelo valor comercial de  $470 \mu F$ .

A frequência de ressonância do conversor foi escolhida como sendo a média geométrica entre a frequência da rede  $f$  e a frequência de comutação  $f_s$  resultando em  $f_{ress} = 1,73 \text{ kHz}$ . Sendo assim, o valor do capacitor  $C_s$  pode ser calculado manipulando (5.10):

$$C_s = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{ress})^2 \cdot (L_1 + L_2)} \quad (5.13)$$

A capacitância de  $C_s$  resultou em  $0,14 \mu\text{F}$ , e foi aproximada pelo valor comercial de  $0,15 \mu\text{F}$ .

Calculados todos os parâmetros e componentes, apresenta-se a Tabela 5.2 com o resumo dos dados do conversor com os magnéticos discretos.

Tabela 5.2 - Componentes e parâmetros do conversor com os magnéticos discretos

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor</b>
$f_s$	<i>Frequência de comutação</i>	50 kHz
$D$	<i>Razão cíclica</i>	0,30
$n$	<i>Relação de transformação</i>	1
$L_1$	<i>Indutância de entrada</i>	58,08 mH
$L_2$	<i>Indutância intermediária</i>	871,20 $\mu\text{H}$
$C_s$	<i>Capacitância de acoplamento</i>	0,15 $\mu\text{F}$
$C_o$	<i>Capacitância de saída</i>	470 $\mu\text{F}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 5.1.2 Simulação do conversor com magnéticos discretos

A fim de validar o projeto, simulou-se o conversor no software PSIM, sendo que suas formas de onda são mostradas na Figura 5.3.

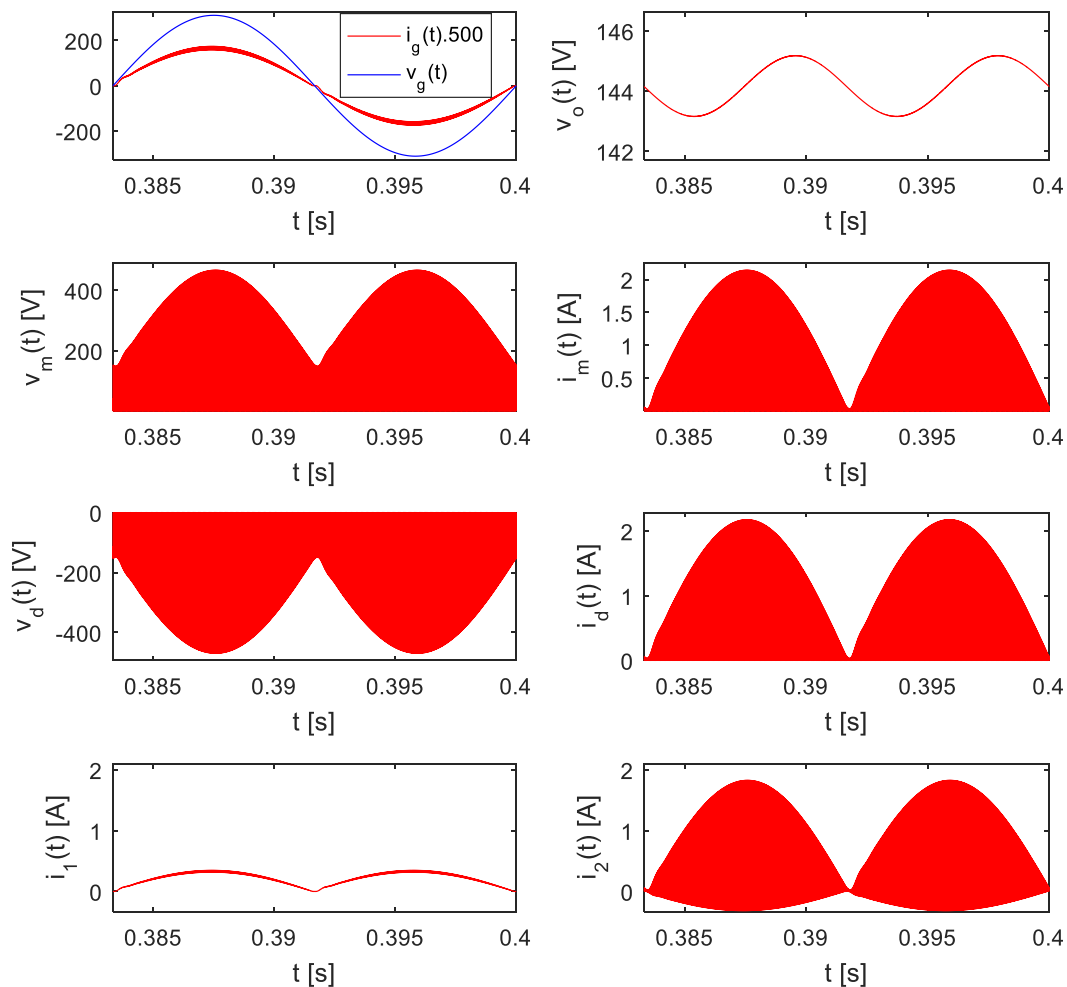
Observando a Figura 5.3 percebe-se que:

- A forma de onda da corrente de entrada  $i_g(t)$  segue a forma de onda da tensão de entrada  $v_g(t)$ ;
- A corrente de entrada  $i_g(t)$  possui intrinsecamente uma baixa ondulação de corrente de alta frequência  $\Delta I_{1,\text{máx}}$ ;
- A tensão de saída  $v_o(t)$  é praticamente constante apresentando uma pequena ondulação  $\Delta V_o$  coerente com o valor projetado;

- Os valores máximos dos esforços de corrente e tensão no diodo e no MOSFET são idênticos (dada a relação de transformação  $n$  unitária), sendo que o esforço de tensão não excedeu em nenhum momento o valor  $V_{M,máx} = 600 V$ ;
- A corrente  $i_1(t)$  apresentou baixa ondulação devido ao alto valor da indutância  $L_1$ .

Para uma avaliação mais cuidadosa dos esforços nos componentes e também para analisar a operação em DCM do conversor, na Figura 5.4 é mostrado o detalhe de alta frequência das variáveis próximo ao pico da tensão da rede.

Figura 5.3 - Formas de onda do conversor com indutores desacoplados (Baixa frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

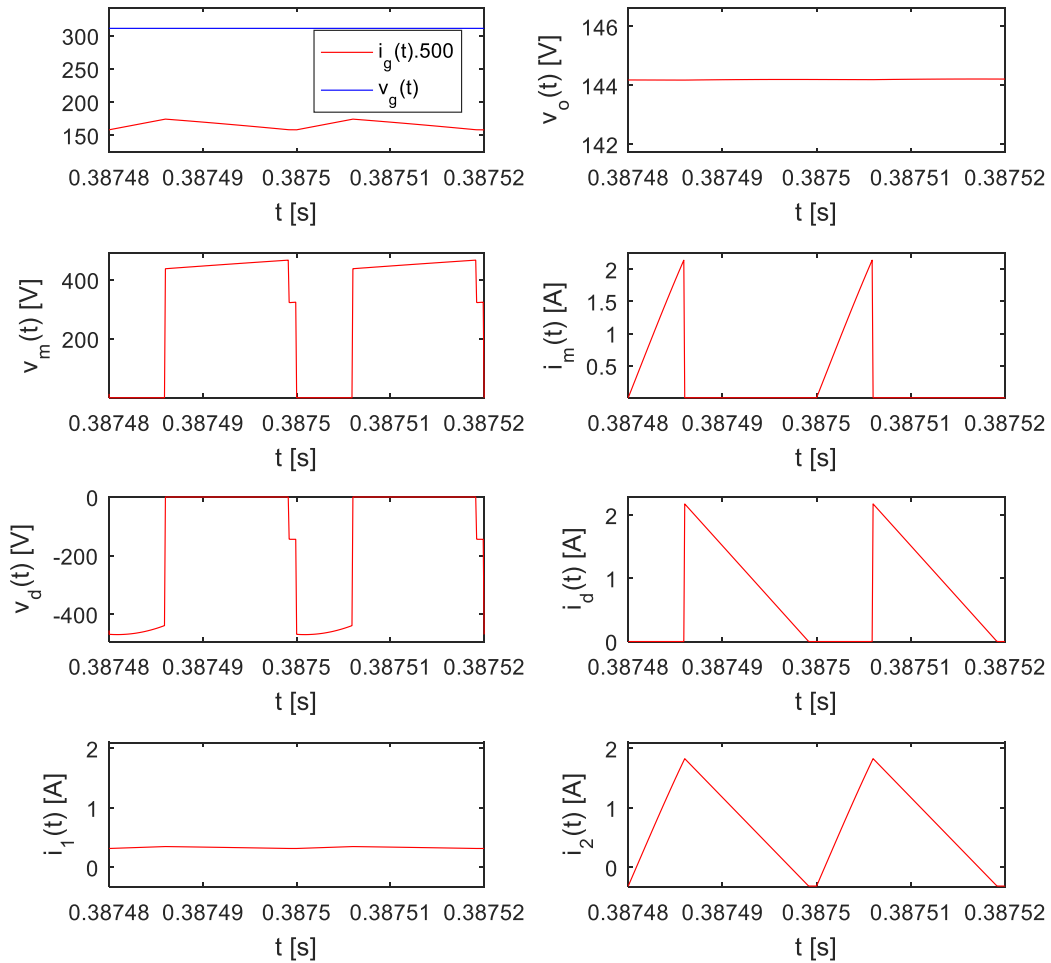
Uma outra motivação para a simulação é a avaliação dos esforços eficazes nos componentes, que em geral são de difícil cálculo analítico. A avaliação desses esforços é importante, uma vez que são os mesmos que guiarão a escolha dos semicondutores como também a escolha dos condutores da estrutura magnética integrada. Sendo assim, a Tabela 5.3 apresenta um resumo com os esforços de pico e eficazes nos principais componentes do conversor.

Tabela 5.3 - Esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor com indutores discretos

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor Simulado</b>
$V_{M,rms}$	<i>Tensão eficaz no MOSFET</i>	267,31 V
$V_{M,máx}$	<i>Tensão de pico no MOSFET</i>	466,93 V
$I_{M,rms}$	<i>Corrente eficaz no MOSFET</i>	487,37 mA
$I_{M,máx}$	<i>Corrente de pico no MOSFET</i>	2,14 A
$V_{D,rms}$	<i>Tensão eficaz no diodo</i>	210,94 V
$V_{D,máx}$	<i>Tensão de pico no diodo</i>	-469,73 V
$I_{D,rms}$	<i>Corrente eficaz no diodo</i>	669,04 mA
$I_{D,máx}$	<i>Corrente de pico no diodo</i>	2,18 A
$I_{1,rms}$	<i>Corrente eficaz em <math>L_1</math></i>	235,15 mA
$I_{1,máx}$	<i>Corrente de pico em <math>L_1</math></i>	348,75 mA
$I_{2,rms}$	<i>Corrente eficaz em <math>L_2</math></i>	649,16 mA
$I_{2,máx}$	<i>Corrente de pico em <math>L_2</math></i>	1,83 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.4: Formas de onda do conversor com magnéticos discretos (Alta frequência).



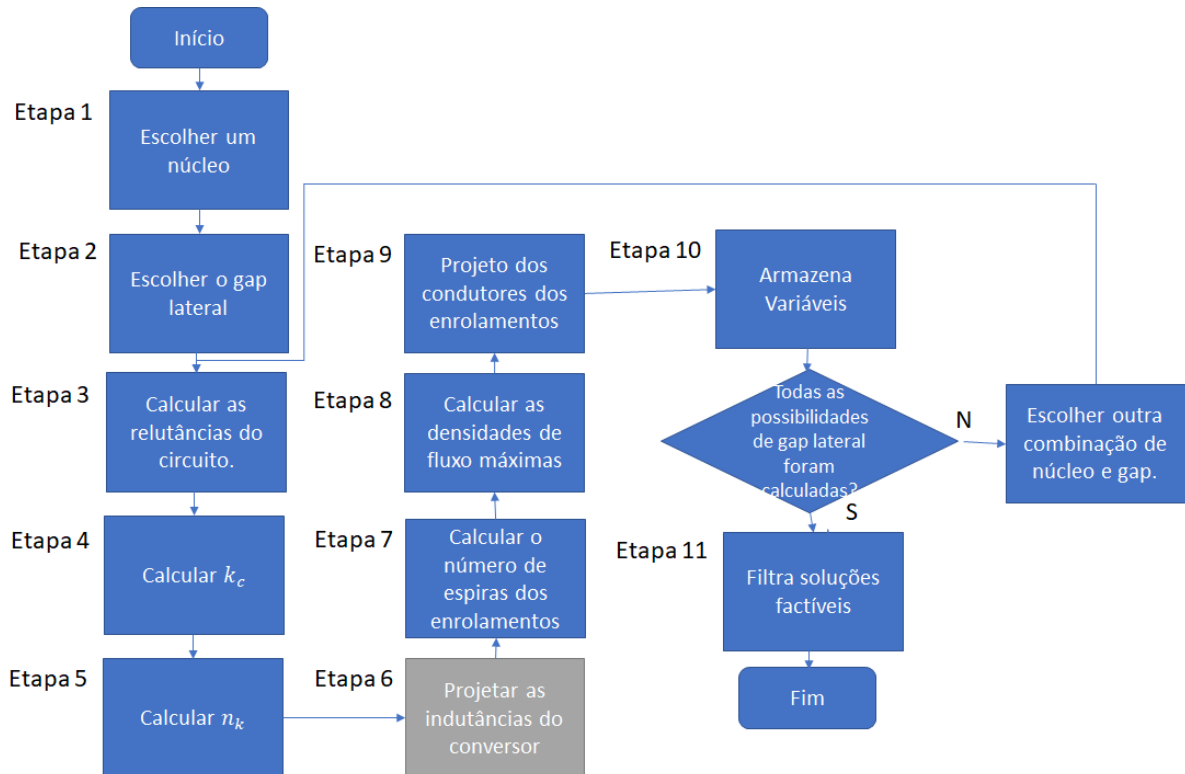
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

## 5.2 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR E DA ESTRUTURA MAGNÉTICA ACOPLADA

Pode-se observar pelo projeto anterior que para obter a ondulação de AF desejada ( $\Delta I_{1\%} = 10\%$ ) é necessária uma indutância  $L_1$  extremamente elevada (58,08 mH) o que resultaria em um indutor volumoso e ineficiente. Entretanto, através do uso combinado da integração dos magnéticos e da técnica do *ripple steering* será possível emular uma indutância  $L_1$  de mesmo valor, empregando um magnético de menor indutância própria  $L_{11}$ . O resultado será um conversor mais compacto e eficiente do que o projetado anteriormente.

Nesse trabalho, é proposta uma metodologia em que o projeto do conversor e de sua estrutura magnética integrada ocorram de forma simultânea e iterativa, como está no fluxograma da Figura 5.5.

Figura 5.5 - Fluxograma de projeto da estrutura magnética



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

No fluxograma da Figura 5.5 mostram-se em azul as etapas que são relativas ao projeto da estrutura magnética, e em cinza a etapa relativa ao projeto do conversor. Portanto, percebe-se que dentro da metodologia proposta, o projeto do conversor e o projeto da estrutura magnética são indissociáveis.

Existem algumas pré-condições para que o fluxo de projeto ocorra, uma delas é que se tenham tabelados todos os núcleos disponíveis para a fabricação do magnético. Os parâmetros do núcleo que terão de ser tabelados são:

- As áreas das pernas lateral e central,  $A_l$  e  $A_c$ ;
- As dimensões da área lateral do núcleo,  $x_l$  e  $y_l$ ;
- Os comprimentos dos caminhos magnéticos das pernas lateral e central  $l_l$  e  $l_c$ ;
- O comprimento do *gap* intrínseco da perna central  $l_{gi}$ ;
- A permeabilidade magnética relativa do núcleo  $\mu_r$ .



Outra pré-condição é que se tenham tabelados os esforços de corrente de pico e eficazes nos enrolamentos. Essa simulação pode ser feita a partir do conversor com indutores desacoplados, como já mostrado na Tabela 5.3. O conhecimento dos esforços a priori é importante ao avaliar a saturação do núcleo e dimensionar os condutores do enrolamento.

Na sequência do texto, o passo a passo do projeto será descrito.

**Etapa 1:** nessa etapa escolhe-se um dos núcleos tabelados. No momento dessa escolha ainda não é possível afirmar se o núcleo tem as características mínimas para comportar o projeto. As restrições de projeto só serão avaliadas posteriormente.

**Etapa 2:** escolhe-se um valor para o comprimento do *gap* lateral  $l_{gl}$ . Para melhor precisão, recomenda-se que o comprimento do *gap* seja escolhido como um múltiplo inteiro da espessura do material que se tem para utilizar como espaçador. Por exemplo, se for utilizada uma folha de papel com espessura de  $0,1\text{ mm}$ , o *gap* lateral pode ser escolhido como  $0,1\text{ mm}$ ,  $0,2\text{ mm}$ ,  $0,3\text{ mm}$ , etc.

**Etapa 3:** Definidos o núcleo e o *gap* lateral  $l_{gl}$ , todas as relutâncias do circuito magnético encontram-se definidas por consequência também. Antes de calcular as relutâncias, calculam-se primeiro os fatores de espraçamento nas pernas lateral e central,  $F_l$  e  $F_c$  descritos nas equações (4.19) e (4.72) respectivamente. Na sequência, calculam-se as relutâncias do circuito magnético:

- $\mathcal{R}_l$ : relutância da perna lateral do núcleo (4.22);
- $\mathcal{R}_c$ : relutância da perna central do núcleo (4.23);
- $\mathcal{R}_{gl}$ : relutância do *gap* lateral (4.24);
- $\mathcal{R}_{gc}$ : relutância do *gap* central (4.25).

Pode-se ainda simplificar o circuito magnético calculando-se as relutâncias equivalentes:

- $\mathcal{R}_{el}$ : relutância equivalente da perna lateral (4.26);
- $\mathcal{R}_{ec}$ : relutância equivalente da perna central (4.27);
- $\mathcal{R}_t$ : relutância total do circuito magnético (4.28).

**Etapa 4:** uma vez calculadas as relutâncias equivalentes, pode-se encontrar o coeficiente de acoplamento  $k_c$  dos indutores acoplados através da equação (4.41).

Etapa 5: escolhido o valor de  $k_c$  e definido um vetor de especificações da rede e do conversor  $[V_G D T_s L_{eq} \Delta I_{1,m\acute{a}x}]$  conforme a equação (3.80), só existem dois valores possíveis para a relação de transformação  $n_k$ . Caso a solução da equação (3.80) retorne duas soluções, uma positiva e outra negativa, toma-se a solução positiva e descarta-se a negativa.

**Etapa 6:** conhecidos os valores de  $L_{eq}$ ,  $k_c$  e  $n_k$  calculam-se os valores das indutâncias próprias  $L_{11}$  e  $L_{22}$  que fazem com que o indutores acoplados emulem os indutores discretos  $L_1$  e  $L_2$  do conversor SEPIC clássico. O cálculo de  $L_{11}$  é feito a partir da equação (3.77) e o cálculo de  $L_{22}$  a partir da equação (3.75).

**Etapa 7:** consiste no projeto do número de espiras de cada um dos três enrolamentos do magnético integrado:

- $N_{11}$ : número de espiras do enrolamento de  $L_{11}$  (4.34);
- $N_{22}$ : número de espiras do enrolamento de  $L_{22}$  (4.44);
- $N_{33}$ : número de espiras do enrolamento de  $L_{33}$  (4.21).

**Etapa 8:** trata-se da análise das densidades de fluxo no magnético. Com o valor das correntes de pico da Tabela 5.3, calculam-se os fluxos mútuos e próprios nas bobinas:

- $\phi_{11}$ : fluxo próprio da bobina 1 (4.29);
- $\phi_{12}$ : fluxo mútuo da bobina 1 na bobina 2 (4.30);
- $\phi_{22}$ : fluxo próprio da bobina 2 (4.38);
- $\phi_{21}$ : fluxo mútuo da bobina 2 na bobina 1 (4.39);

Em posse dos fluxos mútuos e próprios, calcula-se por superposição os fluxos totais em cada uma das pernas do núcleo:

- $\phi_e$ : fluxo total na perna esquerda (4.50);
- $\phi_c$ : fluxo total na perna central (4.51);
- $\phi_d$ : fluxo total na perna direita (4.52).

A partir dos fluxos e do conhecimento da geometria do núcleo, calculam-se as densidades de fluxo em cada perna:

- $B_e$ : densidade de fluxo na perna esquerda (4.53);
- $B_c$ : densidade de fluxo na perna central (4.54);
- $B_d$ : densidade de fluxo na perna direita (4.55).

Por fim, para análise de saturação, comparam-se as densidades de fluxo em cada perna com a densidade de fluxo de saturação  $B_{sat}$ . Se todas as densidades de fluxo forem simultaneamente menores que  $B_{sat}$ , o projeto é dito parcialmente realizável, uma vez que ainda resta calcular os condutores e posteriormente testar a taxa de ocupação das janelas do núcleo.

**Etapa 9:** trata-se do dimensionamento dos condutores de cada enrolamento e do posterior cálculo da ocupação das janelas. Inicialmente, deve-se determinar a profundidade penetração  $\delta$  através da equação (4.56) e em seguida a seção máxima do condutor  $S_{m\acute{a}x}$  através

da equação (4.57). Aproxima-se o valor de  $S_{m\acute{a}x}$  por um valor comercial consultando algum catálogo de condutores.

Considerando que as correntes eficazes nos enrolamentos foram obtidas a priori por simulação, calcula-se a seção mínima requerida para cada enrolamento:

- $S_{fio,1}$ : Seção do condutor da bobina 1 (4.58);
- $S_{fio,2}$ : Seção do condutor da bobina 2 (4.59);
- $S_{fio,3}$ : Seção do condutor da bobina 3 (4.60).

Caso a seção requerida  $S_{fio}$  seja maior que seção máxima fixada pelo efeito pelicular  $S_{m\acute{a}x}$ , deve-se calcular o número de condutores que serão adicionados em paralelo em cada enrolamento:

- $n_{c,1}$ : número de condutores do enrolamento 1 (4.61);
- $n_{c,2}$ : número de condutores do enrolamento 2 (4.62);
- $n_{c,3}$ : número de condutores do enrolamento 3 (4.63).

Calculadas as seções, o número de condutores e o número de voltas em cada enrolamento, calculam-se as áreas de janela mínimas para acomodar os enrolamentos:

- $A_{we,m\acute{i}n}$ : rea mínima da janela esquerda (4.65);
- $A_{wd,m\acute{i}n}$ : rea mínima da janela direita (4.66).

Finalizando a Etapa 9, comparam-se as áreas de janela mínimas requeridas com a área de janela do núcleo escolhido. Se a área da janela do núcleo foi maior que a área mínima requerida e não havendo saturação em nenhuma das pernas do núcleo, o projeto é dito realizável.

**Etapa 10:** armazenam-se todas as variáveis de projeto em um vetor.

**Etapa 11:** verificam-se se todas as possibilidades de projeto foram executadas, se sim o fluxo segue para a Etapa 12, se não outra combinação de *gap* lateral e núcleo pode ser testada e o algoritmo retorna a Etapa 3.

**Etapa 12:** As soluções realizáveis são filtradas do montante de soluções e em seguida são exibidas na tela e a escolha da melhor solução fica a cargo do projetista.

### 5.2.1 Projeto do conversor e do magnético integrado

Nessa seção será projetado o conversor e o magnético integrado por meio da metodologia mostrada na seção 5.2. Espera-se que o conversor projetado seja capaz de emular o comportamento do conversor com indutores discretos projetado na seção 5.1.1.

O primeiro passo foi escolher um conjunto de núcleos de ferrite que poderiam ser utilizados. Foram escolhidos os mesmos núcleos mostrados na Tabela 4.1.

Para fabricação do *gap* lateral, tinha-se disponível uma folha de papel com espessura de 0,1 mm e considerou-se que poderiam ser utilizadas de uma até oito folhas de papel para formar o *gap* lateral  $l_{gl}$ .

Considerando então que são 48 o número de possibilidades de montagem, apresenta-se a Tabela 5.4 com todas as possibilidades de execução realizáveis.

Inspecionando a Tabela 5.4 pode-se perceber que:

- Em qualquer uma das possibilidades de execução o magnético integrado emula as mesmas indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  do conversor com magnéticos discretos.
- Em nenhum caso foi possível realizar o magnético com um *gap* lateral  $l_{gl}$  menor do que 0,6 mm por motivos de saturação do núcleo;
- A perna direita do núcleo é a mais sobrecarregada, isso fica claro quando se compara a sua densidade de fluxo normalizada pelo fluxo de saturação  $B_d/B_{sat}$ ;
- Estruturas com maiores densidades de fluxo relativas  $B_d/B_{sat}$  em geral possuem um número menor de espiras. Essas estruturas têm por característica maiores perdas no núcleo e menores perdas no cobre;
- Estruturas com menores densidades de fluxo relativas  $B_d/B_{sat}$  em geral possuem um número maior de espiras. Essas estruturas têm por característica menores perdas no núcleo e maiores perdas no cobre;
- O valor de do coeficiente de acoplamento magnético  $k_c$  excursionou entre 0,33 e 0,45 nas estruturas magnéticas realizáveis.

Alguns detalhes foram omitidos na Tabela 5.4 por questões de espaço, são eles:

- Em todas as 17 possibilidades de montagem possíveis, não foi necessária a utilização de *litz wire*, uma vez que um único condutor por enrolamento foi capaz de atender simultaneamente as restrições impostas pelo efeito pelicular e pela capacidade de condução de corrente;
- A ocupação máxima das janelas não excedeu 45% em nenhum caso.

Dentre as 17 possibilidades mostradas, foi escolhida a de número 12, por possuir um número de espiras  $N_{11}$  e uma densidade de fluxo normalizada  $B_d/B_{sat}$  com características intermediárias entre as 17 apresentadas.

Tabela 5.4 - Possibilidades de execução da estrutura magnética

$N^\circ$	Núcleo	$L_{11} [mH]$	$N_{11}$	$S_{fio,1} [AWG]$	$L_{22} [\mu H]$	$N_{22}$	$S_{fio,2} [AWG]$	$k_c$	$L_M [\mu H]$	$l_{gl} [mm]$	$B_e/B_{sat}$	$B_c/B_{sat}$	$B_d/B_{sat}$
1	30/15/14 - 200	3,85	178	30	871,89	85	25	0,45	825,82	0,60	70,79%	20,02%	98,25%
2	30/15/14 - 200	4,23	197	30	871,98	89	25	0,43	820,02	0,70	66,47%	18,89%	92,38%
3	30/15/14 - 200	4,59	214	30	872,06	93	25	0,41	814,60	0,80	63,15%	18,09%	87,96%
4	30/15/14 - 250	4,11	183	30	871,95	84	25	0,43	821,94	0,60	70,74%	20,05%	98,24%
5	30/15/14 - 250	4,49	202	30	872,04	89	25	0,41	816,13	0,70	66,86%	19,20%	93,19%
6	30/15/14 - 250	4,84	219	30	872,12	93	25	0,39	810,76	0,80	63,54%	18,30%	88,64%
7	30/15/14 - 300	4,31	186	30	872,00	84	25	0,42	818,88	0,60	70,91%	20,40%	98,88%
8	30/15/14 - 300	4,68	205	30	872,08	89	25	0,40	813,13	0,70	67,05%	19,45%	93,72%
9	30/15/14 - 300	5,03	223	30	872,16	93	25	0,39	807,85	0,80	63,90%	18,41%	89,15%
10	30/15/14 - 350	4,49	189	30	872,04	83	25	0,41	816,08	0,60	70,72%	20,23%	98,46%
11	30/15/14 - 350	4,86	208	30	872,13	88	25	0,39	810,43	0,70	66,93%	19,23%	93,30%
<b>12</b>	<b>30/15/14 - 350</b>	<b>5,20</b>	<b>226</b>	<b>30</b>	<b>872,20</b>	<b>93</b>	<b>25</b>	<b>0,38</b>	<b>805,27</b>	<b>0,80</b>	<b>64,14%</b>	<b>18,53%</b>	<b>89,55%</b>
13	30/15/14 - 400	4,63	192	30	872,07	83	25	0,40	813,89	0,60	71,05%	20,35%	98,95%
14	30/15/14 - 400	5,00	211	30	872,16	88	25	0,39	808,36	0,70	67,24%	19,29%	93,70%
15	30/15/14 - 400	5,33	228	30	872,23	92	25	0,37	803,31	0,80	63,99%	18,25%	89,01%
16	30/15/14 - SG	6,19	231	30	872,43	87	25	0,34	790,23	0,70	68,98%	19,33%	95,50%
17	30/15/14 - SG	6,40	246	30	872,48	91	25	0,33	787,04	0,80	65,43%	18,14%	90,31%

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A estrutura magnética escolhida pode ser representada pela seguinte matriz de indutâncias:

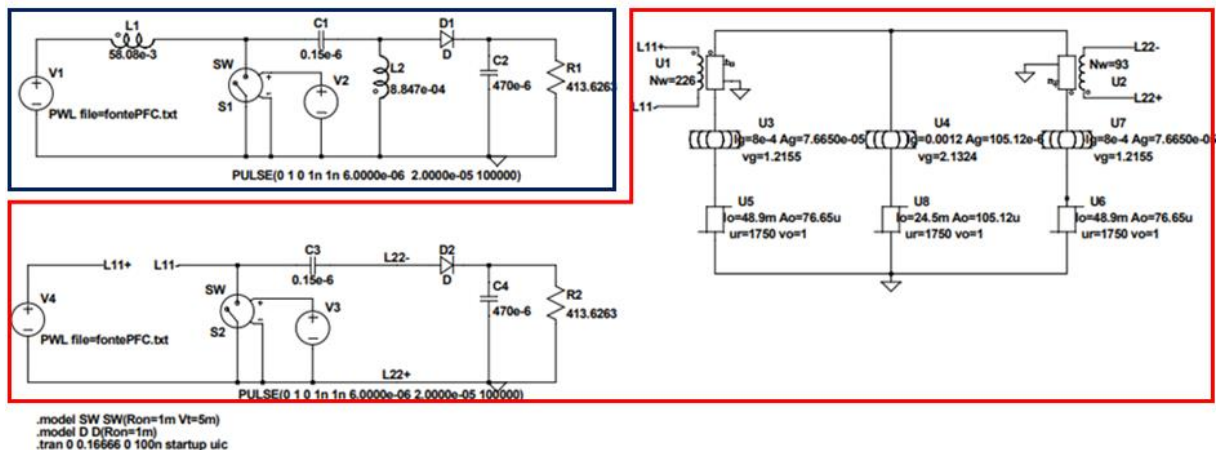
$$L_{teórica} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.200,00 & 805,27 & 805,27 \\ 805,27 & 872,20 & 872,20 \\ 805,27 & 872,20 & 872,20 \end{bmatrix} \mu H \quad (5.14)$$

## 5.2.2 Simulação do conversor e do magnético integrado através do circuito equivalente de relutâncias (REC)

Com o objetivo de atestar que o conversor e o magnético integrado comportam-se de forma análoga ao conversor com magnéticos discretos apresentado na seção 5.1.1, serão apresentadas nessa seção algumas simulações.

As técnicas de simulação utilizadas envolvem o uso de componentes que permitem a integração do circuito elétrico do conversor com o circuito magnético da estrutura magnética proposta. Para tanto, foi utilizado o software LTSpice versão XVII em conjunto com a biblioteca desenvolvida por Alonso et al. (2016), que permite simular magnéticos complexos através do circuito equivalente de relutâncias REC (do inglês, *Reluctance Equivalent Circuit*). A Figura 5.6 mostra o modelo de simulação empregado no LTSpice.

Figura 5.6 - Modelo de simulação do conversor e do magnético no LTSpice



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 5.6 são comparados dois conversores: dentro do contorno azul está o conversor SEPIC clássico (com indutores desacoplados) e dentro do contorno vermelho está o conversor com indutores acoplados (modelados pelo circuito magnético equivalente). Em

ambos os casos o estágio de saída do conversor foi referenciado ao primário, ou seja, o transformador de isolamento foi eliminado.

Foi verificado na prática que a simulação do conjunto magnético integrado + conversor é muito demorada, sendo assim adotaram-se algumas simplificações no circuito a fim de incrementar o desempenho. Por exemplo, o conjunto ponte de diodos + fonte CA foi substituído por uma fonte do tipo PWL (do inglês *Piecewise Linear*), além disso a carga de LEDs foi substituída por um resistor capaz de absorver a mesma potência (quando alimentado no mesmo nível de tensão da luminária).

Sendo assim, comparam-se as formas de onda da corrente nos indutores e da tensão de saída dos dois conversores na Figura 5.7. As curvas em azul são do conversor com os magnéticos discretos (projetado na seção 5.1.1). Já as curvas em vermelho são para o conversor com magnéticos integrados utilizando o modelo REC para simulação do magnético.

Pode ser observado que as curvas em azul e as curvas em vermelho são bastante similares, o que mostra que o projeto físico do magnético está correto, ou seja, o conversor com indutores acoplados emula as mesmas indutâncias do conversor com indutores desacoplados.

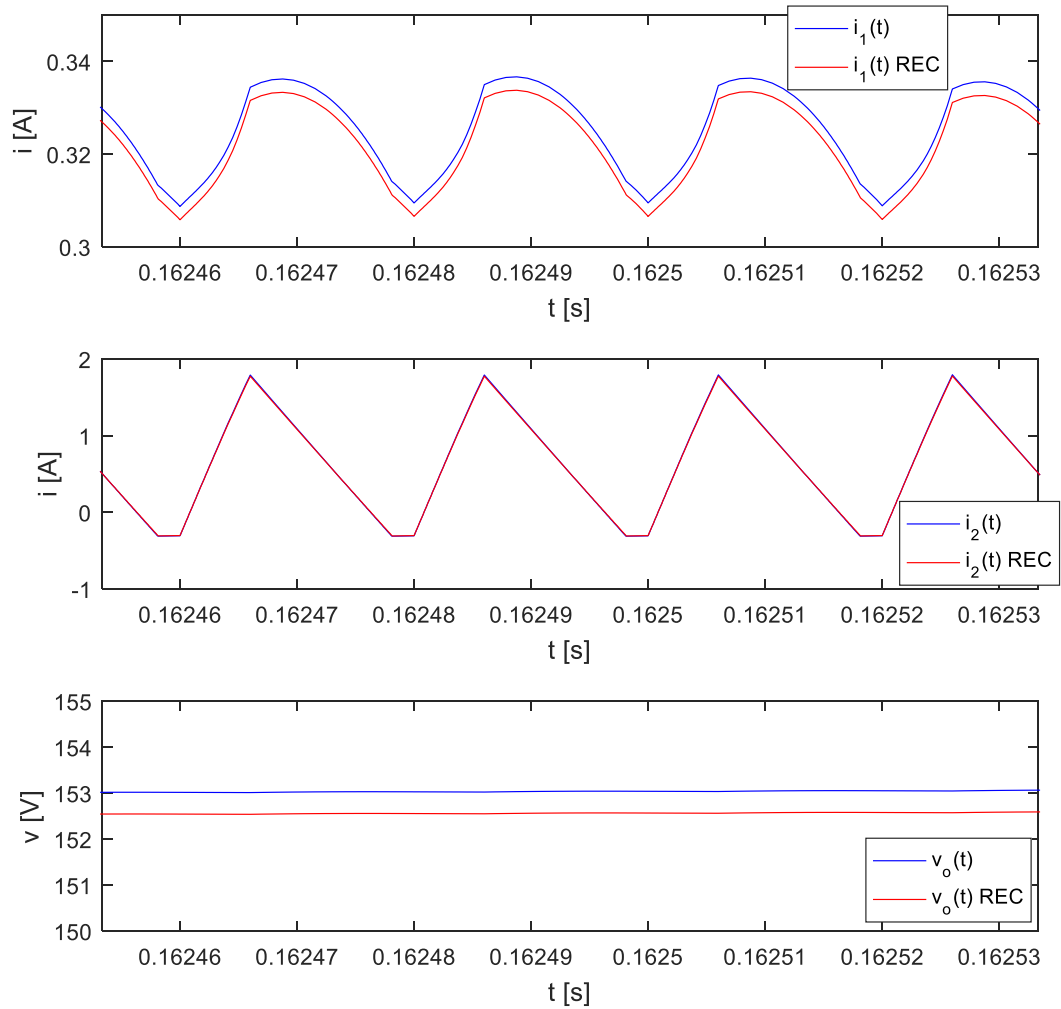
O modelo REC permite também a avaliação dos fluxos magnéticos em cada uma das pernas do núcleo. Com alguma álgebra, é possível manipular o fluxo magnético a fim de obter as densidades de fluxo normalizadas por  $B_{sat}$  como mostrado na Figura 5.8.

As formas de onda da Figura 5.8 foram obtidas no instante em que a tensão retificada atinge seu valor de pico  $V_G$ , portanto as mesmas representam o pior caso no que diz respeito aos esforços no magnético e no conversor como um todo. Isto posto, conclui-se que:

- Todas as formas de onda excursionam longe dos limites inferior ( $-100\%$ ) e superior da saturação ( $+100\%$ );
- As densidades de fluxo normalizadas coincidem com as que foram calculadas na Tabela 5.5.

Por fim, apresenta-se a Tabela 5.5, que contém uma comparação entre os valores calculados e simulados das densidades de fluxo normalizadas.

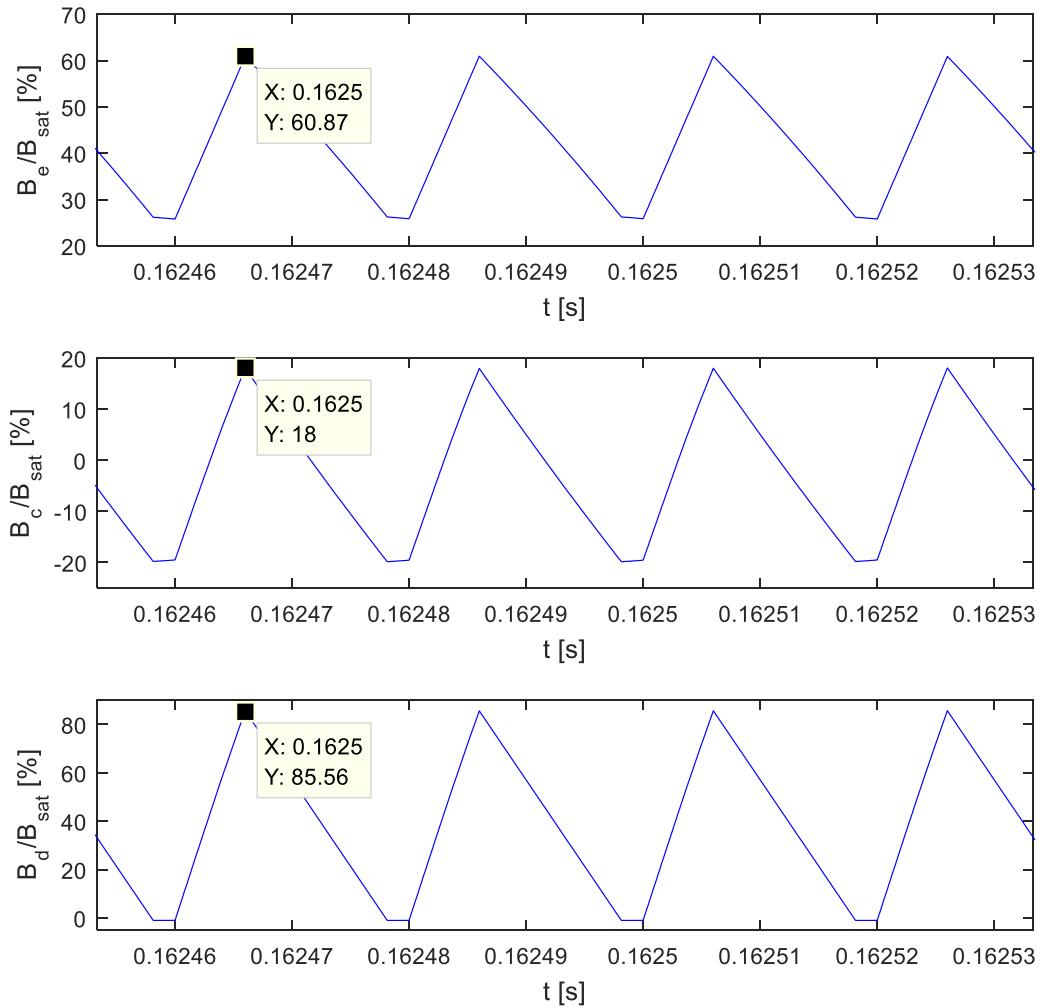
Figura 5.7 - Comparação entre o conversor com magnéticos discretos e o conversor com magnético integrado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).



Figura 5.8 - Densidades de fluxo normalizadas em cada uma das pernas do núcleo



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela 5.5 - Comparação entre densidades de fluxo calculadas e simuladas

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor Simulado</b>	<b>Valor Calculado</b>
$B_e/B_{sat}$	Densidade fluxo normalizada na perna esquerda	60,87%	64,14%
$B_c/B_{sat}$	Densidade fluxo normalizada na perna central	18,00%	18,53%
$B_d/B_{sat}$	Densidade fluxo normalizada na perna direita	85,56%	89,55%

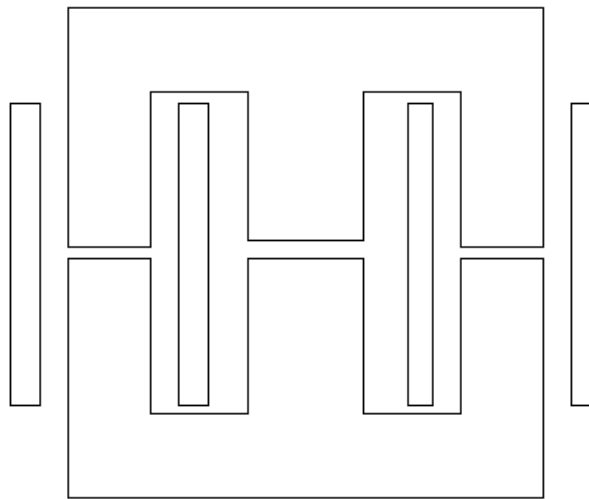
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 5.2.3 Simulação do magnético pelo método dos elementos finitos

Uma segunda forma de validar a exatidão da modelagem analítica (via circuitos magnéticos) da estrutura magnética é através da simulação pelo método dos elementos finitos (FEM). Para isso, foi utilizada a versão 4.2 do programa computacional FEMM (do inglês, *Finite Element Method Magnetics*) (MEEKER, 2019).

Inicialmente, avaliou-se que o problema possuía uma simetria planar, dessa forma desenhou-se no AutoCAD a representação plana do mesmo, mostrada na Figura 5.9.

Figura 5.9 - Representação planar da estrutura magnética

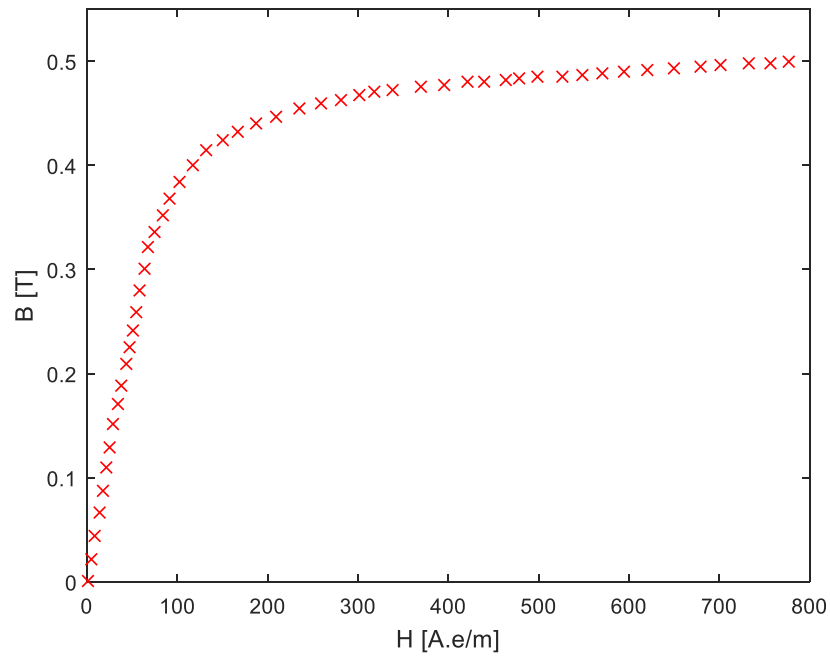


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O desenho do magnético foi então importado no FEMM onde foram configuradas as unidades de representação do desenho (*mm*) e a profundidade do problema, que é a própria profundidade do núcleo (*14,6 mm*).

O próximo passo é a configuração do material de cada um dos contornos por meio de nós de material (do inglês, *material nodes*). O ar, o cobre e o ferrite são materiais que podem ser encontrados na biblioteca nativa do FEMM. Entretanto, o programa permite também a criação de um novo material a partir de uma dada curva *B-H*. Sendo assim, optou-se por criar um novo material para modelar com mais precisão o núcleo de ferrite da Thornton (THORNTON ELETRÔNICA LTDA., 2015). A curva *B-H* digitalizada (utilizando o aplicativo Java Plot Digitizer) do material IP12R da Thornton é mostrada na Figura 5.10.

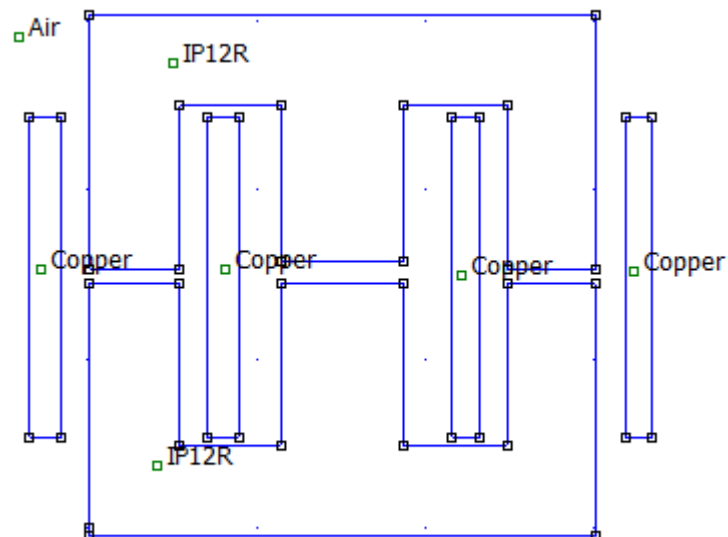
Figura 5.10 - Curva  $B-H$  do material IP12R da Thornton



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Definidos os nós de materiais, o modelo do problema fica como o da Figura 5.11.

Figura 5.11 - Definição dos materiais da estrutura magnética

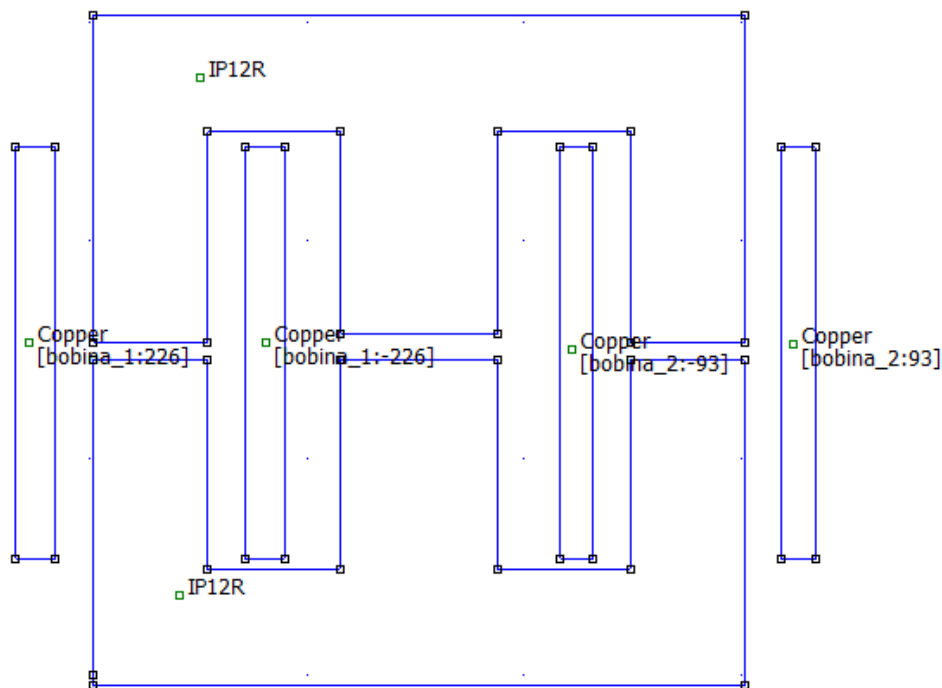


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Em seguida foram configurados dois circuitos: *bobina\_1* e *bobina\_2*. O circuito *bobina\_1* é responsável por excitar a bobina da esquerda e o circuito *bobina\_2* é responsável por excitar a bobina da direita.

Outro aspecto importante é a configuração do número de espiras nos contornos dos enrolamentos. Foi atribuído um número de espiras positivo nos contornos em que a corrente entra no plano do desenho geométrico do problema. Por outro lado, foi atribuído um número de espiras negativo, nos contornos em que a corrente sai do plano do desenho geométrico do problema. A atribuição do número de espiras foi em acordo com a Figura 4.7. A representação do problema após a configuração dos circuitos e do número de espiras é mostrada na Figura 5.12.

Figura 5.12 - Representação do problema após a configuração dos circuitos e do número de espiras



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A geração das fronteiras do problema e da malha de elementos finitos foi feita automaticamente pelo FEMM. As configurações padrão do FEMM foram responsáveis por gerar uma malha de elementos finitos com 10.868 nós. As fronteiras do problema bem como a malha de elementos finitos são mostradas na Figura 5.13.

Inicialmente, o circuito *bobina\_1* foi configurado com uma corrente  $i_1$  de 1 A, ao passo que o circuito *bobina\_2* foi configurado com uma corrente  $i_2$  de 0 A. Feito isso, procedeu-se a simulação onde avaliaram-se:

- O enlace total de fluxo do circuito *bobina\_1* ( $N_{11} \cdot \phi_{11}$  [Wb.e]);
- O fluxo enlaçado pelo circuito *bobina\_2* devido à corrente do circuito *bobina\_1* ( $N_{22} \cdot \phi_{12}$  [Wb.e]).

Para calcular as indutâncias  $L_{11}$  e  $L_{12}$  basta aplicar as equações (4.33) e (4.35) respectivamente.

Em seguida, o circuito *bobina\_1* foi configurado com uma corrente  $i_1$  de 0 A, ao passo que o circuito *bobina\_2* foi configurado com uma corrente  $i_2$  de 1 A. Feito isso, procedeu-se a simulação onde avaliaram-se:

- O enlace total de fluxo do circuito *bobina\_2* ( $N_{22} \cdot \phi_{22}$  [Wb.e]);
- O fluxo enlaçado pelo circuito *bobina\_1* devido à corrente do circuito *bobina\_2* ( $N_{11} \cdot \phi_{21}$  [Wb.e]).

Para calcular as indutâncias  $L_{11}$  e  $L_{21}$  basta aplicar as equações (4.43) e (4.45) respectivamente.

É relevante destacar que para que a medição de indutância ocorra na região linear da curva *B-H*, é necessário que a corrente aplicada aos circuitos seja inferior à corrente de saturação.

A comparação entre os valores calculados e simulados é mostrada na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 - Comparação entre valores calculados e valores simulados em FEMM

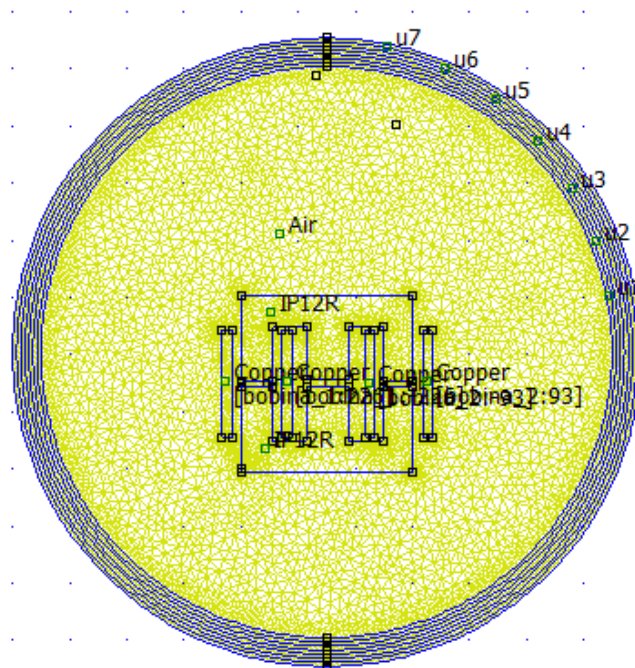
Símbolo	Descrição	Valor Simulado	Valor Calculado
$L_{11}$	Indutância própria da bobina 1	5,25 mH	5,20 mH
$L_{22}$	Indutância própria da bobina 2	888,99 $\mu$ H	872,20 $\mu$ H
$L_{12} = L_{21} = L_M$	Indutância mútua entre as bobinas 1 e 2	1,02 mH	805,27 $\mu$ H

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Como um último resultado de simulação, apresenta-se na Figura 5.14 um gráfico do tipo mapa de calor com as densidades de fluxo máximas no núcleo, para isso foram aplicadas as correntes de pico em cada bobina.

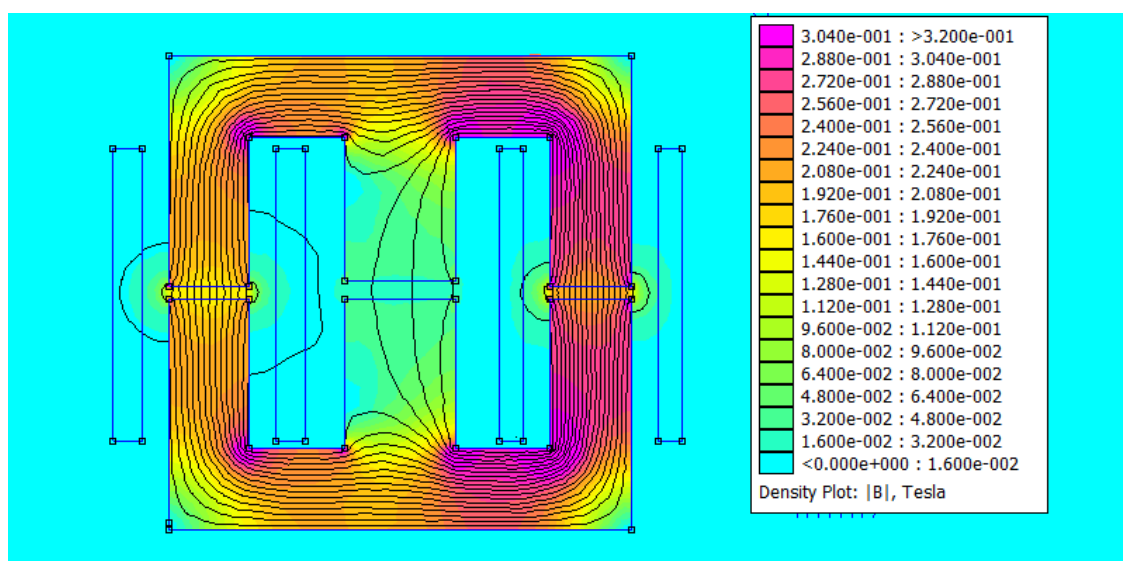
Observando a Figura 5.14 percebe-se que existem pontos com densidades de fluxo bastante altas, especialmente na perna direita do núcleo, apresentando regiões de saturação bastante pequenas especialmente perto das quinas da janela direita do núcleo.

Figura 5.13 - Limites do problema e malha de elementos finitos



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.14 - Gráfico de mapa de calor das densidades de fluxo magnético



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 5.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO EMI DE MODO DIFERENCIAL

Para o projeto do filtro de modo diferencial, foi utilizada a metodologia proposta no trabalho de Raggl et al. (2010), porém com algumas adaptações que serão descritas nessa seção.

Segundo Raggl et al. (2010), inicialmente o valor eficaz da corrente de entrada do conversor  $I_{G,rms}$  deve ser obtido, seja de maneira analítica ou computacional.

Quando analisada no domínio da frequência, a corrente de entrada pode ser separada em duas parcelas, uma de alta frequência e outra de baixa frequência (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010). A saber:

- $I_{G1,rms}$ : é a parcela de baixa frequência, dada pelo próprio valor eficaz da primeira harmônica da corrente de entrada;
- $I_{ruído,rms}$ : é a parcela de alta frequência, que por sua vez está relacionada ao valor eficaz de todos os harmônicos múltiplos da frequência de comutação  $f_s$ .

A componente fundamental  $I_{G1,rms}$ : da corrente de entrada pode ser calculada por:

$$I_{G1,rms} = \frac{P_o}{V_{G,rms}} \quad (5.15)$$

Obtidos os valores de  $I_{G,rms}$  e  $I_{G1,rms}$ , seja por simulação ou cálculo analítico, o valor de  $I_{ruído,rms}$  pode ser calculado (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010). Matematicamente:

$$I_{ruído,rms} = \sqrt{I_{G,rms}^2 - I_{G1,rms}^2} \quad (5.16)$$

Conforme visto na seção 2.3, para correntes de alta frequência como  $I_{ruído,rms}$ , a LISN é vista como uma impedância puramente resistiva de  $50 \Omega$ . Dessa forma, a corrente de alta frequência provoca na entrada do receptor de campos eletromagnéticos uma tensão  $U_{ruído,rms}$  (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010). Matematicamente:

$$U_{ruído,rms} = 50\Omega \cdot I_{ruído,rms} \quad (5.17)$$

A ideia central do trabalho de Raggl et al. (2010) consiste em utilizar a tensão  $U_{ruído,rms}$  para estimar a amplitude da tensão de quase-pico  $U_{QP}(f_d)$  na entrada do receptor de campos eletromagnéticos em uma determinada frequência de projeto  $f_d$ .

Para isso, inicialmente calcula-se o fator  $m$ , que é a ordem do menor harmônico de  $f_s$  que estará situado acima de  $150 \text{ kHz}$  (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010). Matematicamente:

$$m = \text{ceil}\left(\frac{150 \text{ kHz}}{f_s}\right) \quad (5.18)$$

Por consequência, a frequência de projeto  $f_d$  pode então ser calculada:

$$f_d = m \cdot f_s \quad (5.19)$$

Feitos os cálculos, pode-se então estimar a tensão de quase-pico na entrada do receptor de campos eletromagnéticos (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010). Matematicamente:

$$U_{QP}(f_d)[\text{dB}\mu\text{V}] = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{\text{ruído},\text{rms}}}{m^a} \cdot \frac{1}{10^{-6}}\right) \quad (5.20)$$

Onde  $a$  é um fator que está relacionado com a taxa de decaimento do espectro da corrente de entrada  $i_G$ . Se a corrente de entrada decai com uma taxa de  $-20\text{dB}/\text{década}$  usa-se  $a = 1$ . Ao passo que se a corrente de entrada decai com uma taxa de  $-40\text{dB}/\text{década}$ , usa-se  $a = 2$  (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010).

O próximo passo é consultar na norma o limite da tensão de quase-pico ( $\text{Limite}[\text{dB}\mu\text{V}]$ ) na frequência de interesse  $f_d$ .

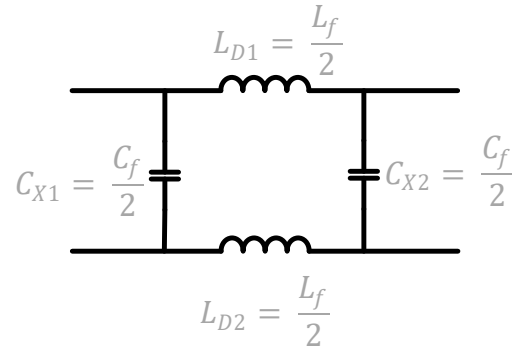
Para determinar a atenuação requerida ao filtro  $\text{Att}_{req}(f_d) [\text{dB}]$  a seguinte equação pode ser utilizada:

$$\text{Att}_{req}(f_d) [\text{dB}] = U_{QP}(f_d)[\text{dB}\mu\text{V}] - \text{Limite}(f_d)[\text{dB}\mu\text{V}] + MS[\text{dB}] \quad (5.21)$$

Onde  $MS[\text{dB}]$  é uma margem de segurança para o projeto. Na prática pode-se utilizar  $6 \text{ dB}$  (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010).

Diferente de Raggl et al. (2010), que propõe um filtro de modo diferencial com vários estágios de segunda ordem, nesse trabalho será dimensionado um filtro com um único estágio, conhecido como filtro  $\pi$  mostrado na Figura 5.15.



Figura 5.15 - Filtro de modo diferencial do tipo  $\pi$ 

Fonte: Adaptado de Pedroni (2017)

Definida a topologia do filtro, calcula-se a frequência de corte  $f_c$ , para que o filtro apresente a atenuação requerida  $Att_{req}$  na frequência de projeto  $f_d$ :

$$f_c = \frac{f_d}{10^{\frac{Att_{req}}{60}}} \quad (5.22)$$

Com base no mínimo fator de potência de deslocamento  $FP_{min}$  admissível, pode-se calcular o valor da máxima reatância capacitiva  $X_{C,DM}$  que garante essa restrição (SOARES, 2018). Matematicamente:

$$X_{C,DM} = \frac{V_G^2}{2 \sqrt{\left(\frac{P_o}{FP_{min}}\right)^2 - P_o^2}} \quad (5.23)$$

O valor do capacitor  $C_f$  pode então ser calculado a partir de sua reatância capacitiva  $X_{C,DM}$  e da frequência da rede  $f$  (SOARES, 2018):

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{C,DM}} \quad (5.24)$$

A frequência de corte  $f_c$  do filtro  $\pi$  é dada por:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (5.25)$$

Isolando  $L_f$  na equação (5.25) obtém-se:

$$L_f = \frac{1}{\pi^2 \cdot f_c^2 \cdot C_f} \quad (5.26)$$

### 5.3.1 Projeto do filtro EMI de modo diferencial

Utilizando a metodologia da seção anterior, projetou-se o filtro de modo diferencial.

Inicialmente o conversor foi simulado para obter o valor eficaz de sua corrente de entrada, que resultou em  $I_{G,rms} = 235,21 \text{ mA}$ . A partir da simulação percebeu-se também que o espectro da corrente de entrada decaía com  $-40\text{dB/década}$ , portanto foi utilizado  $a = 2$  nas equações.

O mínimo fator de potência admissível foi escolhido como  $FP_{min} = 0,98$ .

As equações foram então aplicadas na sequência apresentada na seção anterior e o resultado foi compilado na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 - Dados de projeto do filtro de modo diferencial.

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor calculado</b>
$I_{G,rms}$	Valor eficaz da corrente de entrada	235,21 mA
$I_{G1,rms}$	Valor eficaz da primeira harmônica da corrente de entrada	227,27 mA
$I_{ruído,rms}$	Valor eficaz da parcela de alta frequência da corrente de entrada	60,59 mA
$U_{ruído,rms}$	Valor eficaz da tensão na LISN	3,03 V
$U_{QP}$	Tensão de quase-pico estimada na entrada do receptor	110,54 dB $\mu$ V
$MS$	Margem de segurança do projeto	6 dB
<b>Limite</b>	Limite da tensão de quase-pico na frequência $f_d$	66 dB
$Att_{req}$	Atenuação requerida do filtro	50,54 dB
$f_c$	Frequência de corte do filtro	21,56 kHz
$C_f$	Capacitor equivalente do filtro de modo diferencial	556,44 nF
$L_f$	Indutor equivalente do filtro de modo diferencial	391,63 $\mu$ H

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Observando a Tabela 5.7 percebe-se que a indutância  $L_f$  é de 391,63  $\mu$ H o que é cerca de 7,61 vezes menor do que o valor requerido para um conversor *flyback* equivalente. Os detalhes de projeto do conversor *flyback* e do seu filtro de modo diferencial podem ser vistos no Apêndice B.

Dado o valor do capacitor equivalente  $C_f$  do filtro de modo diferencial, escolheram-se os valores comerciais para o par de capacitores  $C_{x1}$  e  $C_{x2}$ . O valor escolhido para os dois capacitores foi de 220 nF. Dessa forma- recalculou-se o valor da capacitância equivalente do

filtro  $C_f$  utilizando a seguinte equação:

$$C_f = C_{x1} + C_{x2} \quad (5.27)$$

O valor de  $C_f$  foi realimentado na equação (5.26) e foi obtido o novo valor da indutância equivalente  $L_f$  do filtro que foi de  $495,27 \mu H$ . Sendo assim, foram então fabricados dois indutores  $L_{D1}$  e  $L_{D2}$  de com indutância de  $250 \mu H$  cada.

#### 5.4 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foram mostrados o projeto do conversor, da estrutura magnética e do filtro EMI de modo diferencial. As simulações realizadas atestaram o bom funcionamento das equações de projeto utilizadas.

Para que a ondulação percentual da corrente de entrada fosse  $\Delta I_{1\%} = 10\%$ , a topologia SEPIC clássica resultou em uma indutância  $L_1$  de  $58,08 mH$ , enquanto a topologia com indutores acoplados resultou em uma indutância própria  $L_{11}$  de  $5,20 mH$  o que representa uma redução de 11,17 vezes.

Mostrou-se também que a conversor SEPIC permitiu uma redução de 7,61 vezes na indutância do filtro de modo diferencial quando comparado a um conversor *flyback* equivalente.

No próximo capítulo serão discutidos aspectos de implementação e resultados experimentais do conversor.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O presente capítulo tem por objetivo apresentar os resultados da implementação prática do conversor com magnéticos integrados. Serão mostradas as principais formas de onda e adicionalmente serão feitas medições relativas à qualidade de energia e eficiência. Por fim será feito o ensaio da EMI conduzida.

### 6.1 ESTRUTURA MAGNÉTICA INTEGRADA

O primeiro passo para a implementação prática do conversor foi a construção do magnético integrado. A Tabela 5.1 apresenta um resumo com as principais especificações utilizadas na construção física do magnético

Tabela 6.1 - Especificações do projeto físico do magnético integrado

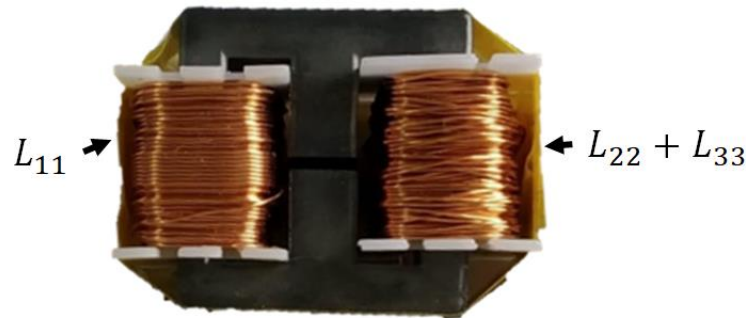
<b>Descrição</b>	<b>Valor</b>
Núcleo	30/15/14 – 350
$N_{11}$	226
$S_{fio,1}$ [AWG]	30
$N_{22}$	93
$S_{fio,2}$ [AWG]	25
$N_{33}$	93
$S_{fio,3}$ [AWG]	25
$S_{máx}$ [AWG]	23
$l_{gl}$ [mm]	0,80

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Em função da disponibilidade de condutores no laboratório, as bitolas projetadas precisaram ser adequadas. Na prática foi utilizado o fio 24 AWG nos três enrolamentos, uma vez que o mesmo não excede o limite imposto pelo efeito pelicular (23 AWG) e apresenta seção superior aos valores projetados (30 AWG e 25 AWG). Isso foi possível uma vez que a janela esquerda, a mais ocupada do núcleo, possuía uma taxa de ocupação da ordem de 44%, o que permitiu o ajuste da seção dos condutores.

O magnético construído é mostrado na Figura 6.1.

Figura 6.1 - Estrutura magnética construída



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Em seguida, com o auxílio do medidor LCR avaliaram-se as indutâncias próprias e das bobinas e mútuas entre bobinas. Os resultados são apresentados na forma de uma matriz de indutâncias  $L_{medida}$  dada em (6.1).

$$L_{medida} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.132,00 & 820,75 & 818,04 \\ 820,75 & 877,60 & 869,58 \\ 818,04 & 869,58 & 878,60 \end{bmatrix} \mu H \quad (6.1)$$

Pode-se comparar a matriz de indutâncias medida  $L_{medida}$  com a matriz de indutâncias teórica  $L_{teórica}$  apresentada na equação (5.14) por meio do erro relativo percentual:

$$erL_{(\%)} = \begin{bmatrix} erL_{11} & erL_{12} & erL_{13} \\ erL_{21} & erL_{22} & erL_{23} \\ erL_{31} & erL_{32} & erL_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1,31 & -1,92 & -1,58 \\ -1,92 & -0,63 & 0,30 \\ -1,58 & 0,30 & -0,73 \end{bmatrix} \% \quad (6.2)$$

Observa-se que em todos os casos, foi obtido um erro relativo percentual menor que 2%, o que atesta a precisão da metodologia utilizada.

## 6.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR

Após construir a estrutura magnética, o passo seguinte consistiu na seleção dos demais componentes do conversor. A Tabela 6.2 resume os componentes utilizados na confecção do protótipo e foi elaborada conforme as equações de projeto e simulações mostradas no capítulo anterior.

Para geração do sinal PWM, foi utilizado um microcontrolador TIVA TM4C123G, disponibilizado na forma de uma placa de desenvolvimento (*Evaluation Board*). É relevante destacar que o microcontrolador TIVA incorpora funções de DSP (do inglês, *Digital Signal*

*Processor*) que em trabalhos futuros podem ser úteis na implementação de algoritmos de controle para o funcionamento em malha fechada do conversor.

Para compatibilizar os sinais digitais do TIVA com o transistor MOSFET, foi utilizado um *driver* de disparo elaborado em Albuquerque et al. (2017). O referido driver incorpora um optoacoplador e uma fonte isolada, permitindo o disparo isolado do MOSFET.

Tabela 6.2 - Parâmetros e componentes do protótipo.

<b>Estágio</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor/Tipo</b>
Filtro DM	$C_{X1}$ e $C_{X2}$	Capacitores do filtro de modo diferencial	220 nF/630 V Filme de poliéster
	$L_{D1}$ e $L_{D2}$	Indutores do filtro de modo diferencial	250 $\mu$ H
Retificador	$D_B$	Diodos da ponte retificadora	MURS160T3G 600V/1A
Conversor SEPIC	$M$	MOSFET	SPP08N80C3 800V/8A
	$C_S$	Capacitor intermediário	0,15 $\mu$ F/630V Filme de poliéster
	$C_o$	Capacitor de saída	470 $\mu$ F/200 V Eletrolítico
	$C_{aux}$	Capacitor de saída auxiliar	470 nF/400 V Filme de poliéster
	$D_o$	Diodo de saída	MURS360BT3G 600 V/3 A
Snubber	$D_{SN}$	Diodo do snubber	UF 4007 1000 V/1 A
	$R_{SN}$	Resistor do snubber	22 k $\Omega$ / 3 W
	$C_{SN}$	Capacitor do snubber	10 nF/1000 V Cerâmico

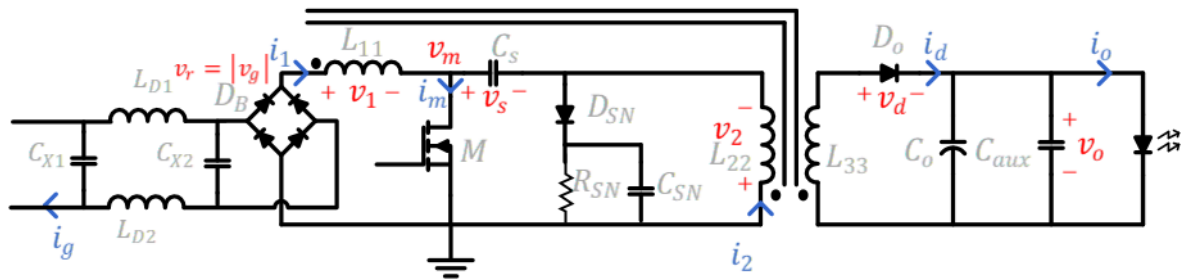
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Visando melhorar a resposta em frequência do capacitor eletrolítico da saída, foi incluído ao circuito um capacitor de filme  $C_{aux}$  em paralelo.

Adicionalmente foi incorporado ao conversor um circuito *snubber*, projetado empiricamente.

Na Figura 6.2 é mostrado um diagrama esquemático onde são detalhados alguns aspectos de implementação do conversor bem como a indicação do sentido das correntes e polaridade das tensões que serão adotados no ensaio experimental.

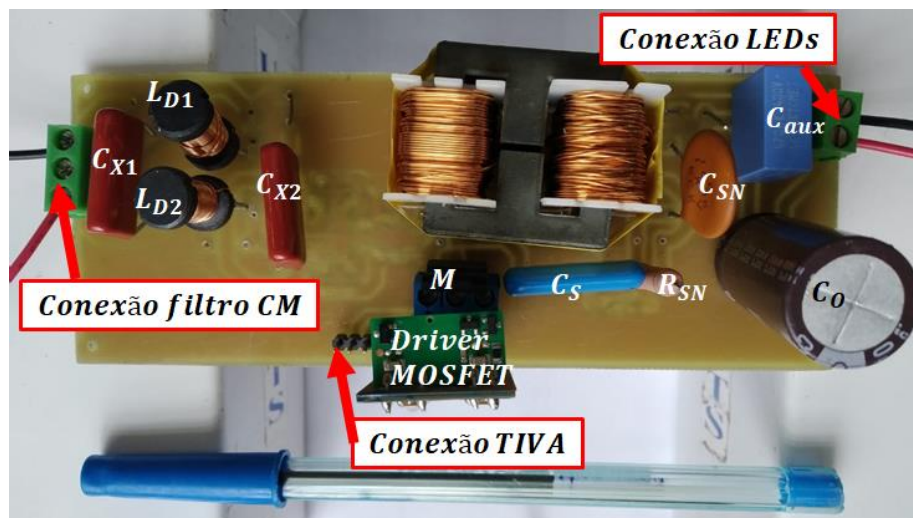
Figura 6.2 - Diagrama esquemático do conversor implementado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 6.3 é mostrada uma fotografia do protótipo do conversor.

Figura 6.3 - Fotografia do protótipo do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

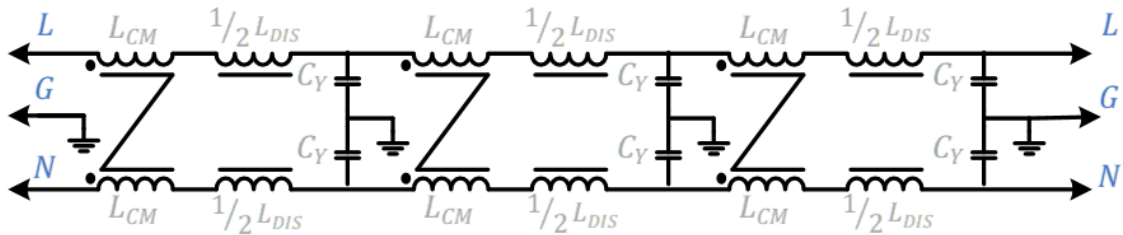
Observando a Figura 6.3 percebe-se que o conversor incorpora em sua placa apenas o filtro EMI de modo diferencial, cuja avaliação é o foco desse trabalho. Para o modo comum foi utilizada uma placa externa contendo um filtro tão grande quanto o necessário para eliminar praticamente todo o ruído de modo comum e cujo o efeito sobre o ruído de modo diferencial pode ser desprezado. O diagrama esquemático do filtro de modo comum é mostrado na Figura 6.4.

No esquemático da Figura 6.4:

- $L_{CM}$  é a indutância própria do enrolamento do filtro CM toroidal;
- $L_{DIS}$  é a indutância própria do enrolamento do filtro CM toroidal.

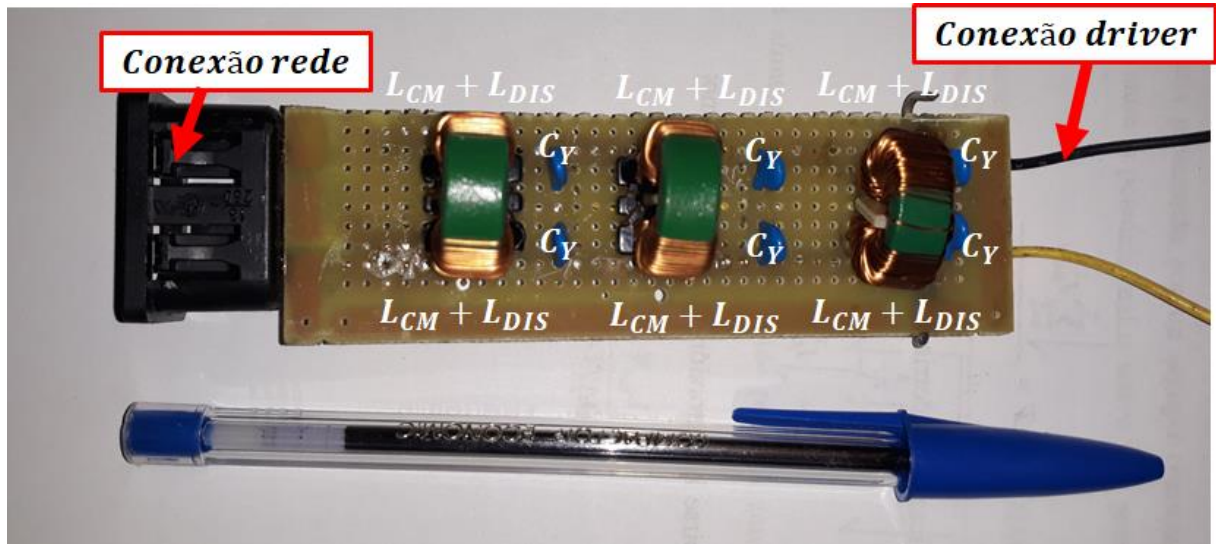
A placa externa que abriga o filtro CM é mostrada na Figura 6.5.

Figura 6.4 - Diagrama esquemático do filtro de modo comum



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.5 - Foto do filtro EMI de modo comum utilizado



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).



A Tabela 6.3 por sua vez lista os componentes utilizados na placa.

Tabela 6.3: Especificações dos componentes do filtro CM.

Símbolo	Descrição	Valor
$C_Y$	Capacitor Y do filtro de modo comum	10 nF
$L_{CM}$	Indutância própria de uma das bobinas do filtro CM	9,93 mH
$L_{DIS}$	Indutância de dispersão de uma das bobinas do filtro CM	20 uH

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

### 6.3 SETUP UTILIZADO NAS MEDIÇÕES

Na sequência serão descritos os equipamentos e a forma com que os mesmos foram interconectados para formar o *setup* de medição. A medição foi feita em duas partes:

- Medição das formas de onda, do fator de potência e da eficiência;
- Medição da EMI conduzida.

No que diz respeito a medição das formas de onda e da eficiência do conversor foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Fonte eletrônica CA de baixa distorção (TENMA 72-7675);
- Osciloscópio Digital (Tektronix MSO 3014);
- Ponteira de corrente (Tektronix TCP305A) com amplificador (Tektronix TCPA300);
- Ponteira diferencial de alta tensão (Tektronix P5200A);
- Medidor de potência digital (Yokogawa WT-320).

Na Figura 6.6 é possível ver um diagrama de blocos com a interconexão entre os componentes do *setup* de medição. O osciloscópio e suas respectivas ponteiras foram omitidos da figura.

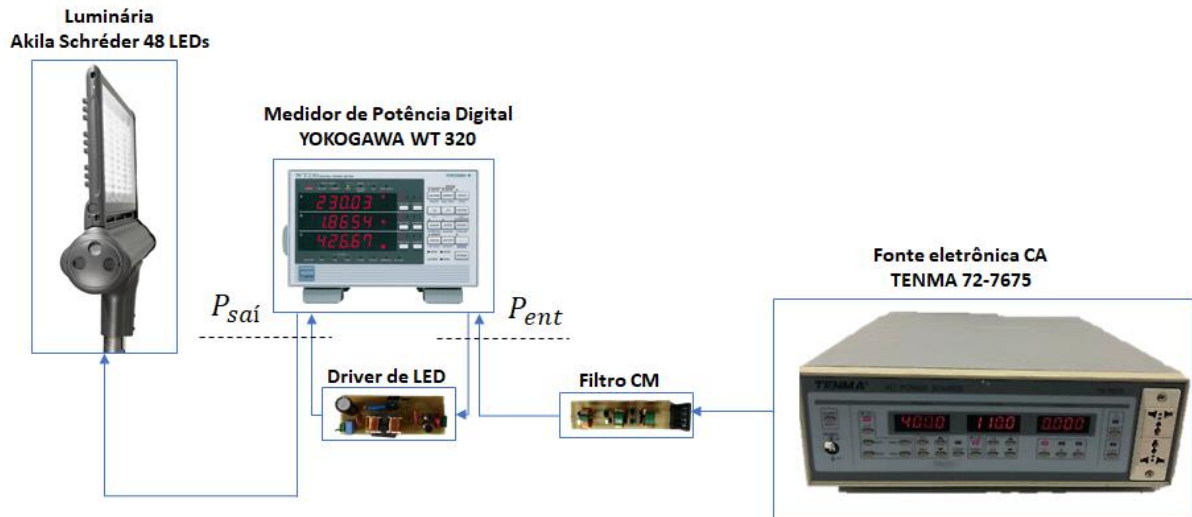
O medidor de potência digital foi conectado entre as portas de entrada e saída do *driver* de LED, para que apenas a eficiência do conjunto conversor + filtro DM fosse avaliada, uma vez que o projeto e a análise do impacto do filtro de modo comum na eficiência do conversor não faz parte do escopo desse trabalho.

No que diz respeito a medição da EMI conduzida, o medidor de potência digital é retirado do circuito e são incluídos os seguintes equipamentos:

- Receptor EMI (Rohde & Schwarz ESPI 3);

- LISN (Rohde & Schwarz ENV-216).

Figura 6.6 - *Setup* para medição das formas de onda e da eficiência do conversor



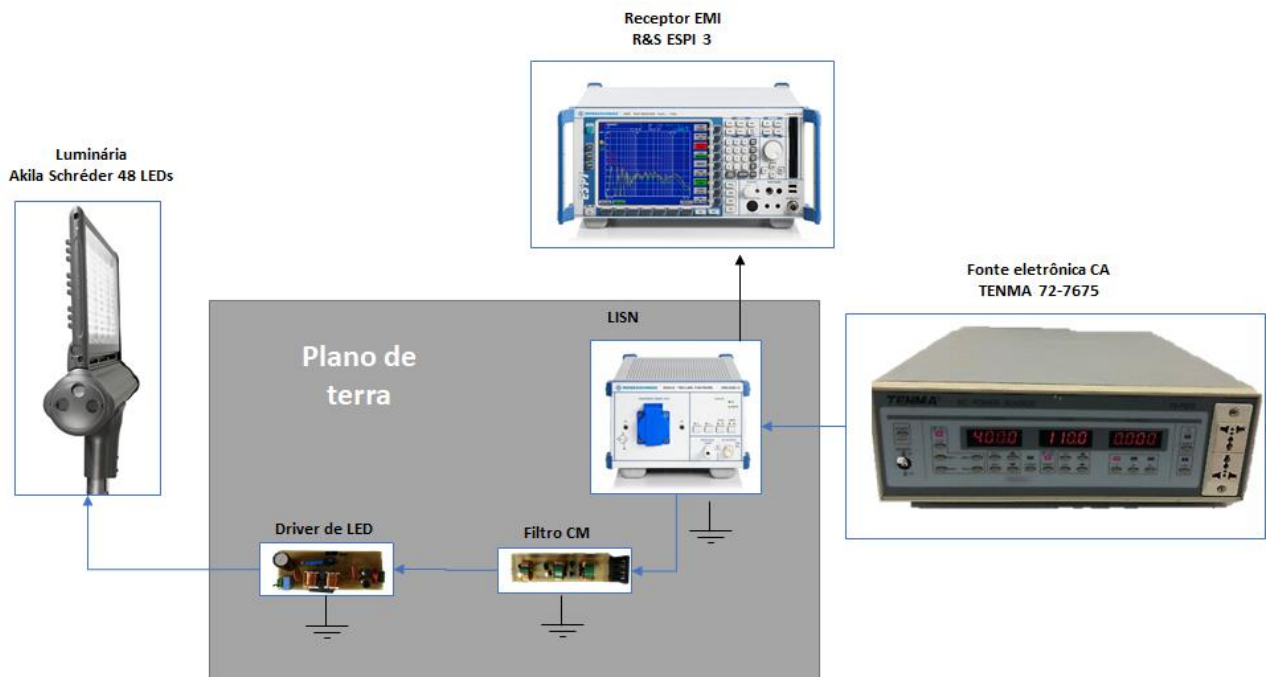
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 6.7 é mostrado um diagrama de blocos com a interconexão entre os componentes do *setup* de medição do EMI. O medidor de potência digital, o osciloscópio e as ponteiros são retiradas do circuito para minimizar qualquer possibilidade de interferência.

O *setup* mostrado na Figura 6.7 não é exatamente como o recomendado pela norma CISPR 16, uma vez que o laboratório NIMO não possui os requisitos de espaço físico nem os equipamentos necessários para um ensaio de conformidade, portanto esta medição trata-se de um teste de pré-conformidade.

Testes de conformidade EMI requerem instalações caras como um campo aberto certificado ou uma câmara semi-anecoica (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2019). Entretanto, a disposição mostrada na Figura 6.7 é suficiente para uma avaliação de pré-conformidade EMI (TEKBOX DIGITAL SOLUTIONS, [s.d.]) (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2019). Os testes de pré-conformidade EMI são um método de baixo risco e custo baixo para tentar prever se um dispositivo irá passar em um teste de conformidade (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2019).

Figura 6.7 - Setup para medição da EMI conduzida



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

#### 6.4 FORMAS DE ONDA, EFICIÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA DO CONVERSOR

Na Figura 6.8 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada  $v_g$  e da corrente de saída  $i_o$  no ponto de operação nominal do conversor. A corrente de saída apresentou uma ondulação percentual de 33,32% sendo que a ondulação percentual projetada foi de 30%. É relevante destacar que esse percentual de ondulação não atende a IEEE Standard 1789-2015 que fixa o limite em 19,2%, porém isso pode ser facilmente corrigido aumentando a capacitância  $C_o$ .

A Figura 6.9 mostra as formas de onda da tensão de entrada  $v_g$  e da corrente de entrada  $i_g$ , onde pode ser observado que:

- A forma de onda de  $i_g$  segue naturalmente a forma de onda de  $v_g$ , resultando em duas formas de onda praticamente senoidais. O resultado atesta a característica de seguidor de tensão do conversor;
- O conversor absorve da rede uma corrente eficaz de 231 mA, valor que é um pouco superior ao teórico que é de 227,3 mA. Isso ocorre porque na prática a eficiência do conversor não é de 100% e essa não-idealidade precisa ser compensada na potência e

na corrente absorvidas da rede. Outro fator que contribui para o desvio em relação ao valor teórico da corrente de entrada é a potência reativa absorvida da rede;

- A forma de onda de  $i_g$  está adiantada da forma de onda de  $v_g$ , dessa forma o fator de potência de deslocamento é capacitivo, o que se dá em função principalmente dos capacitores utilizados no filtro DM.

A Figura 6.10 mostra a forma de onda da tensão de saída  $v_o$  e da corrente de saída  $i_o$ .

Pode ser observado que:

- A tensão de saída é praticamente constante, apresentando uma ondulação percentual de apenas 2,45%;
- Embora a tensão de saída possua uma ondulação pequena, a corrente de saída apresenta uma ondulação percentual muito maior (aproximadamente 33%). Essa diferença entre as ondulações de tensão e corrente é explicada pela característica de fonte de tensão da carga de LEDs.

A Figura 6.11 é apresentada a forma de onda da tensão  $v_r$  e da corrente  $i_1$  na saída da ponte retificadora. Conclusões:

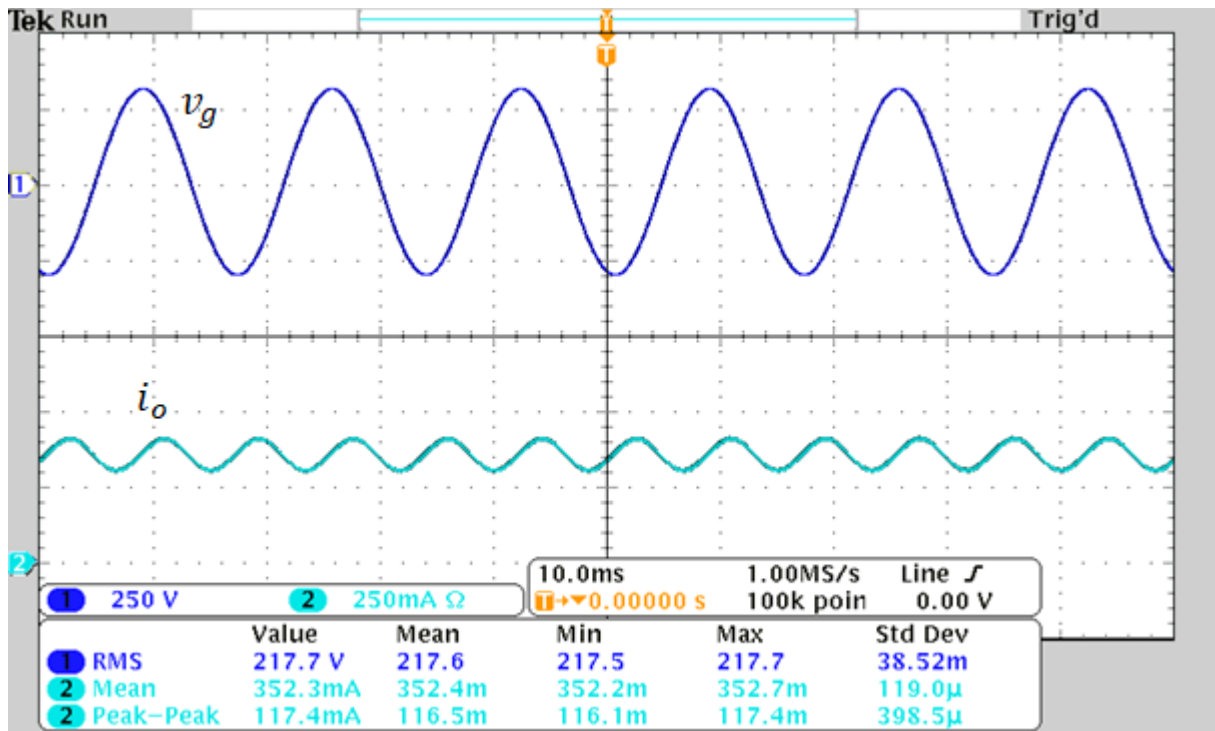
- A forma de onda de  $v_r$  apresenta pouca distorção, exceto no cruzamento por zero, onde é possível notar alguns picos de tensão devido a comutações muito rápidas dos diodos da ponte retificadora.;
- A forma de onda de  $i_1$ , que é também a forma de onda no indutor  $L_{11}$  apresenta uma baixa ondulação de corrente de AF. É possível ainda observar que a forma de onda de  $i_1$  possui algumas distorções, que se devem principalmente a ressonâncias entre as indutâncias do conversor e as capacitâncias parasitas do MOSFET utilizado.

Na Figura 6.12 são mostradas a tensão  $v_m$  e a corrente  $i_m$  no MOSFET (Baixa frequência).

Já na Figura 6.13, é mostrado o detalhe de alta frequência da tensão e corrente no MOSFET. Percebe-se que o sobressinal de tensão durante o desligamento da chave é pequeno, o que pode ser atribuído ao *snubber* empregado.

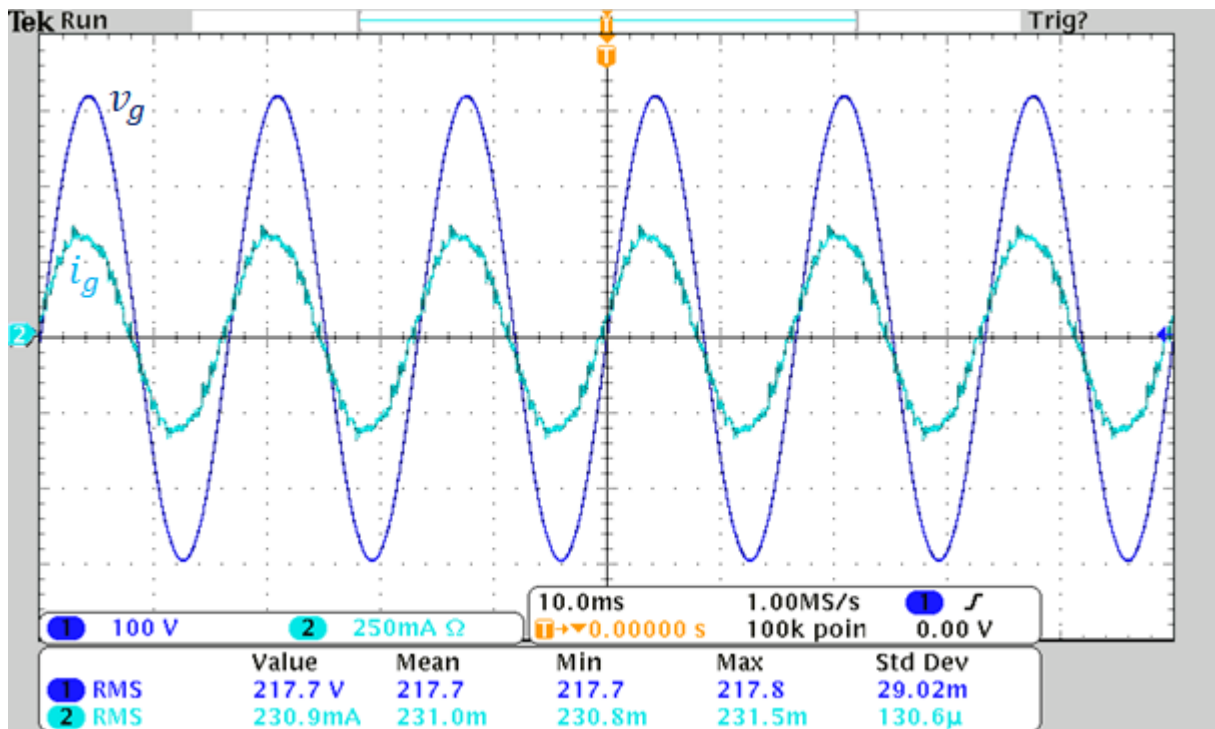
A partir das medições da Figura 6.12 e dos dados exportados em arquivo pelo osciloscópio, foi gerada a Tabela 6.4 que compara os valores teóricos e práticos dos esforços de corrente e tensão no MOSFET. Tanto a tabela como a figura atestam que o MOSFET está operando com esforços compatíveis com os de projeto.

Figura 6.8 - Tensão de entrada e corrente de saída do conversor



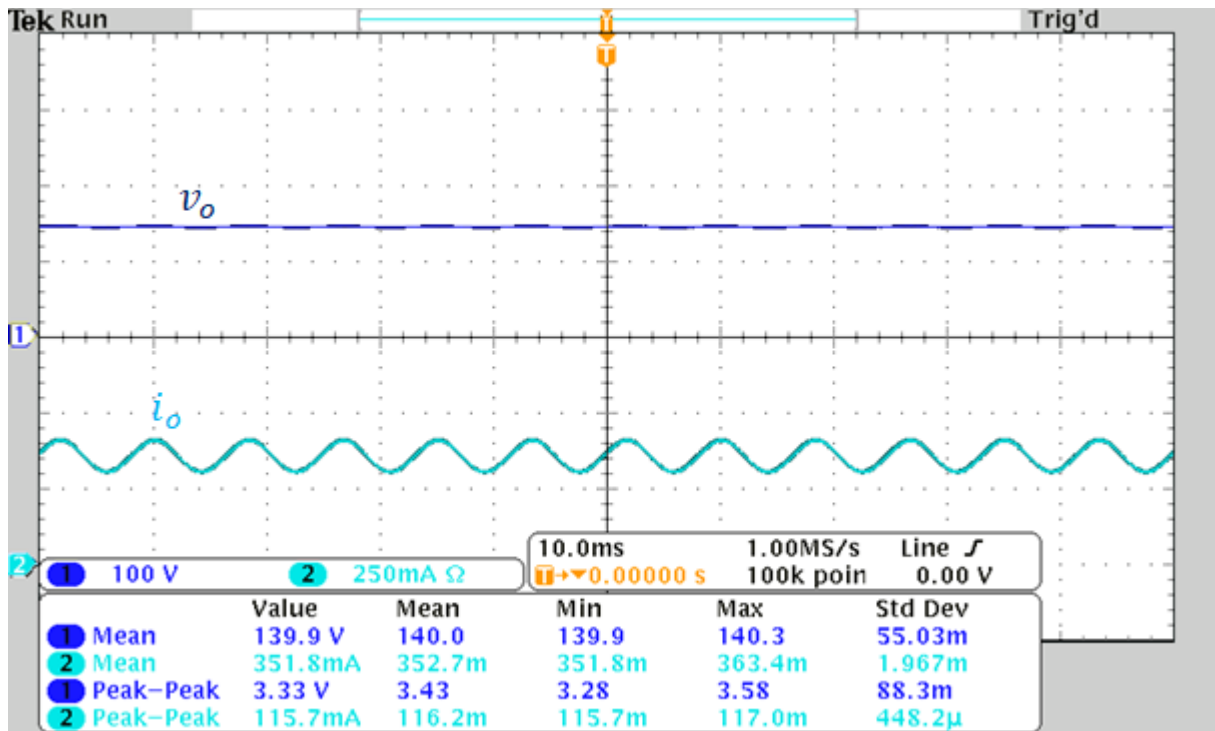
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.9 - Tensão e corrente de entrada do conversor



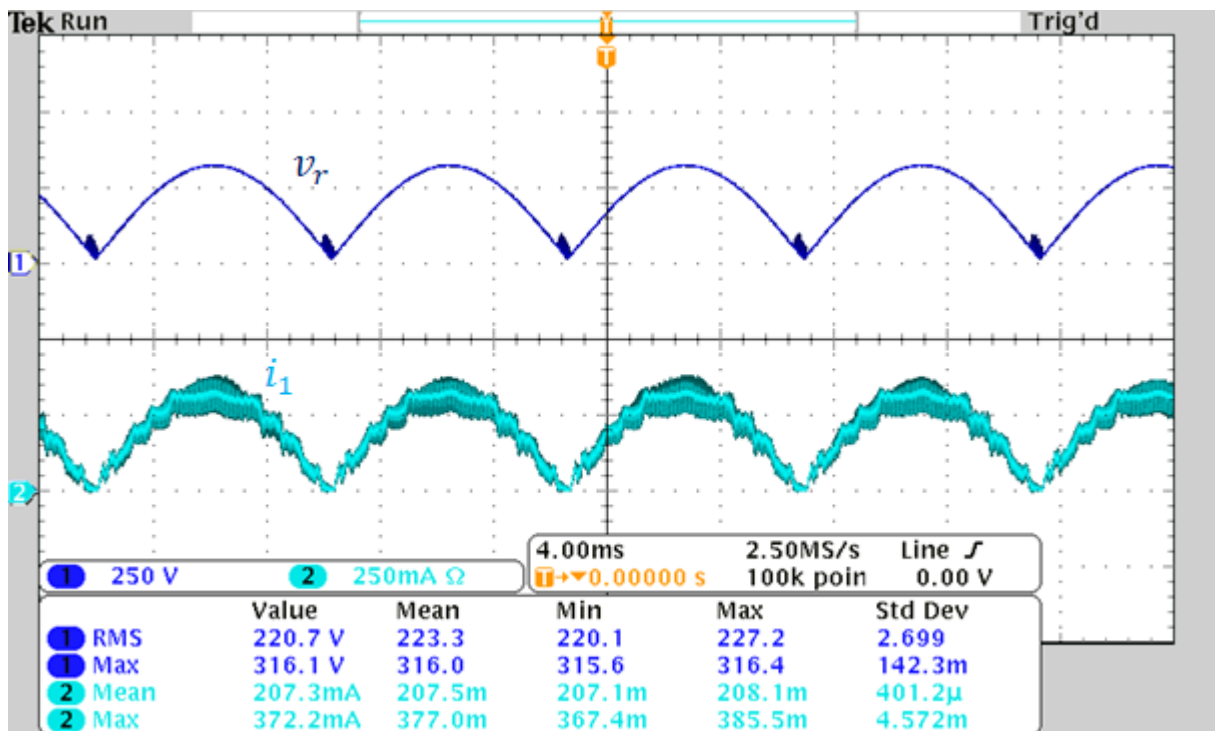
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.10 - Tensão e corrente de saída do conversor



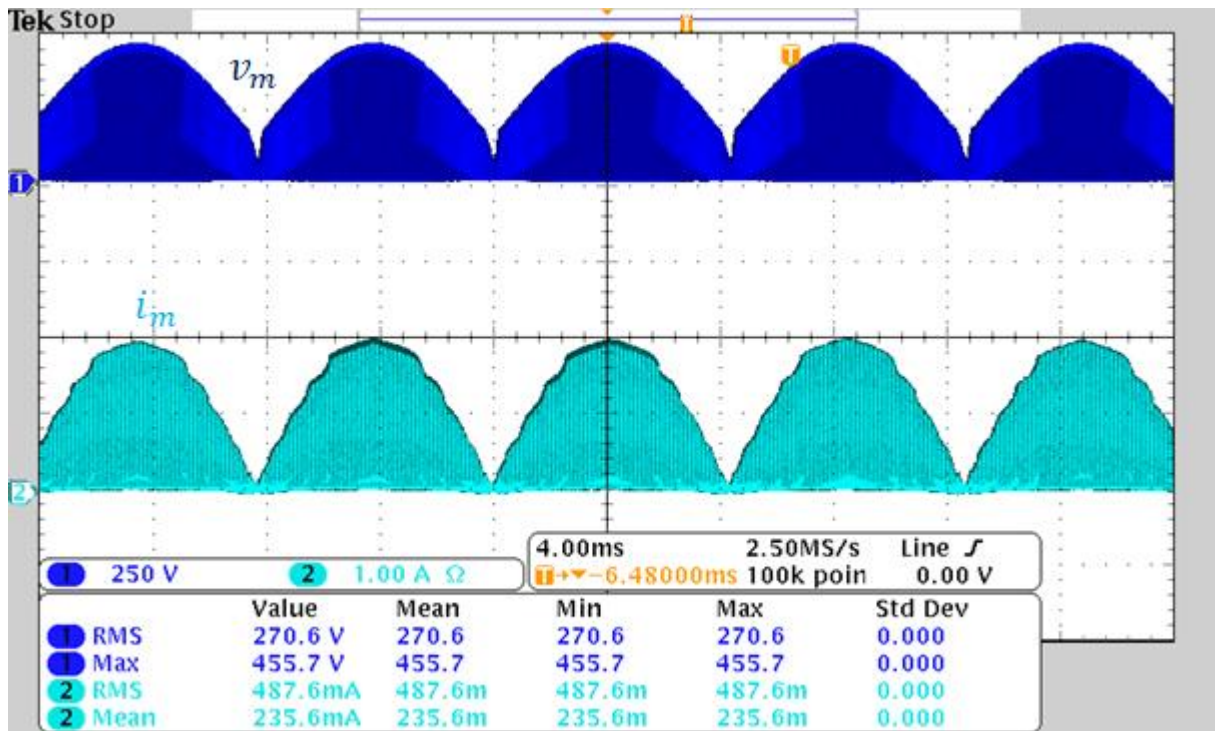
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.11 - Tensão e corrente na saída da ponte retificadora



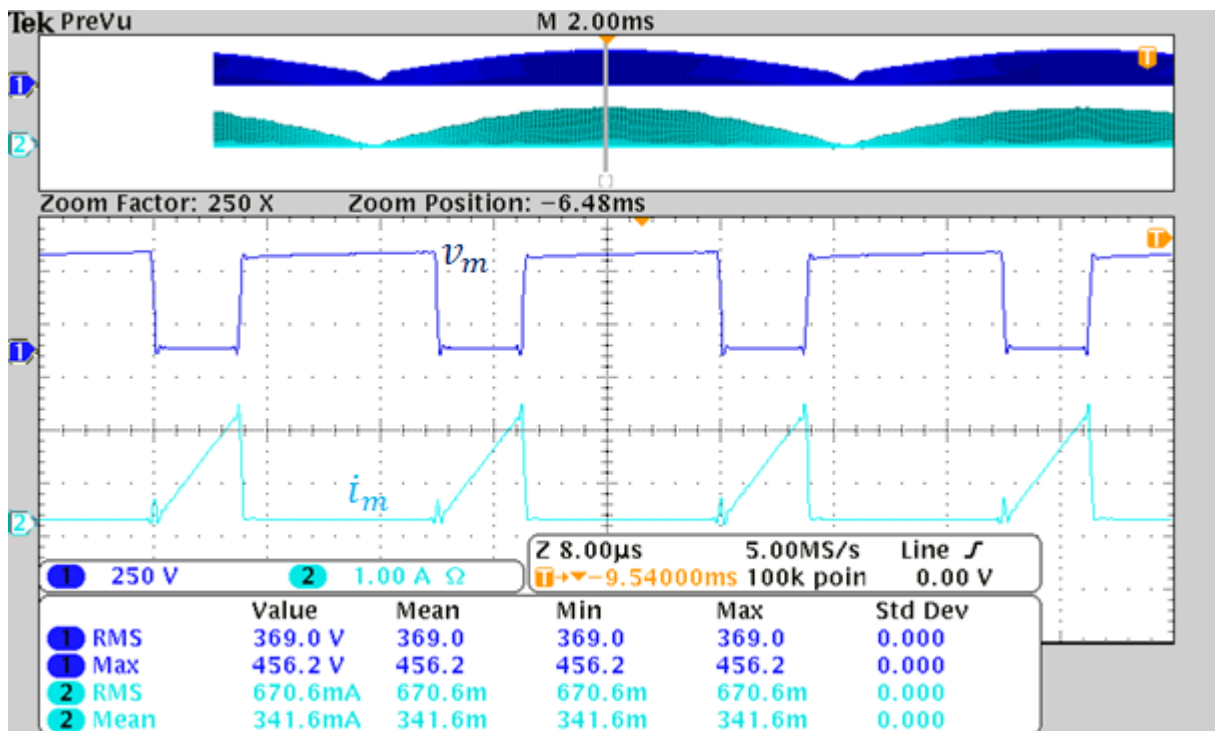
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.12 - Tensão e corrente no MOSFET (Baixa frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.13 - Detalhe de alta frequência da tensão e corrente no MOSFET



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela 6.4 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços de corrente no MOSFET

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor esperado</b>	<b>Valor obtido</b>
$V_{M,rms}$	<i>Tensão eficaz no MOSFET</i>	267,31 V	270,60 V
$V_{M,máx}$	<i>Tensão de pico no MOSFET</i>	466,93 V	455,70 V
$I_{M,rms}$	<i>Corrente eficaz no MOSFET</i>	487,37 mA	487,60 mA
$I_{M,máx}$	<i>Corrente de pico no MOSFET</i>	2,14 A	2,01 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A Figura 6.14 mostra a comparação entre a tensão retificada  $v_r$  e a tensão no capacitor no capacitor de acoplamento  $v_s$ . Do ponto de vista da baixa frequência (120 Hz) a forma de onda  $v_s$  acompanha a forma de onda de  $v_r$ . Porém é possível notar uma ondulação de alta frequência em  $v_s$ , o que já era previsto na teoria e na simulação.

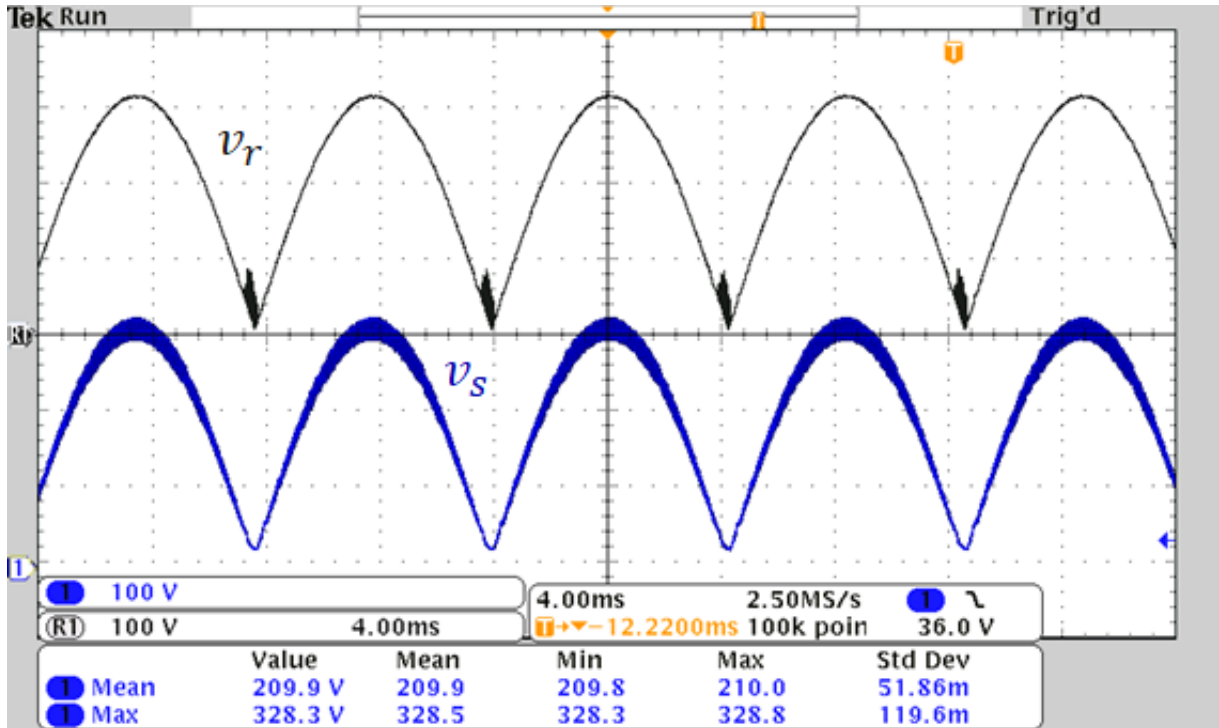
Na Figura 6.15 são mostradas formas de onda da corrente  $i_1$  e  $i_2$  nos indutores  $L_{11}$  e  $L_{22}$  do conversor. Quando se comparam as correntes em uma mesma escala vertical, percebe-se que a ondulação de alta frequência da corrente  $i_1$  é muito baixa quando comparada com a ondulação de alta frequência da corrente  $i_2$ , devido a fenômeno do *ripple steering*. Sendo assim o resultado da Figura 6.15 também atesta a qualidade do magnético projetado.

A partir das medições contidas na Figura 6.15 e dos dados exportados pelo osciloscópio, são apresentados na Tabela 6.5 a comparação entre valores teóricos e medidos dos esforços de corrente nos enrolamentos do magnético integrado.

Conforme é possível observar na Tabela 6.5, os esforços de corrente medidos são muito similares aos calculados. A avaliação dos esforços de pico da corrente é importante para atestar que a estrutura magnética está trabalhando fora de seu limite de saturação, como o que foi previsto no projeto.

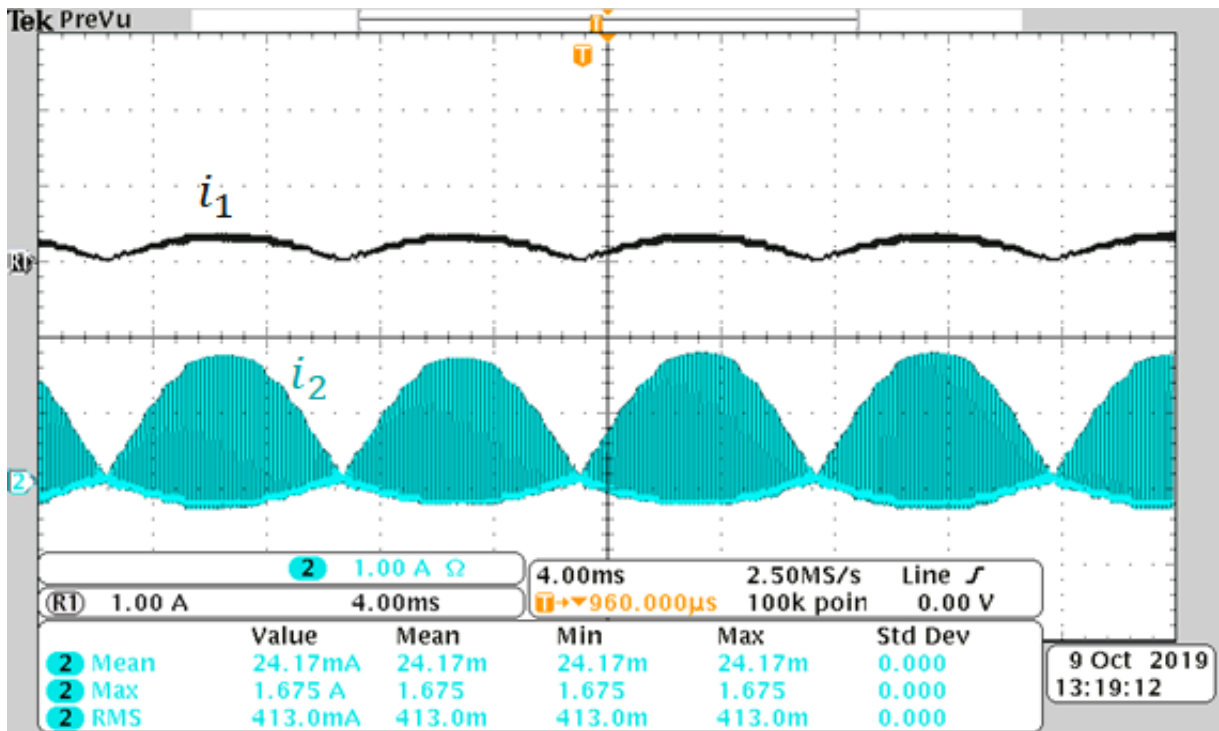


Figura 6.14 - Tensão na saída da ponte retificadora e tensão no capacitor de acoplamento



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.15: Correntes nos indutores  $L_{11}$  e  $L_{22}$  do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela 6.5 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços nos enrolamentos do magnético integrado

Símbolo	Descrição	Valor esperado	Valor obtido
$I_{1,máx}$	Corrente de pico em $L_{11}$	348,75 mA	393,00 mA
$I_{2,máx}$	Corrente de pico em $L_{22}$	1,83 A	1,69 A
$I_{3,máx}$	Corrente de pico em $L_{33}$	2,18 A	2,13 A

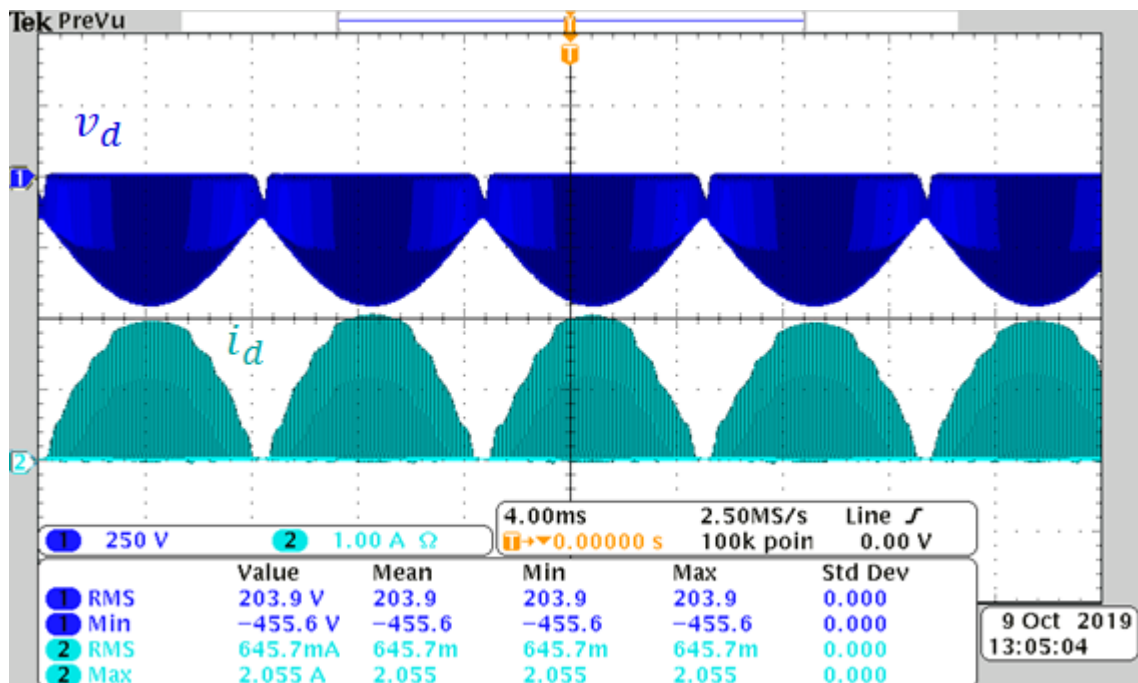
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 6.16 são mostradas as formas de onda da tensão  $v_d$  e da corrente  $i_d$  no diodo. Com base nas medições da Figura 6.16 e nos dados exportados pelo osciloscópio foi possível construir a Tabela 6.6 com os esforços eficazes e máximos de corrente e tensão no diodo.

Comparando a Tabela 6.4 com a Tabela 6.6 percebe-se que os esforços de pico no diodo e no MOSFET são bastante similares, como o previsto na teoria.

A Figura 6.17 mostra o detalhe de alta frequência da corrente e da tensão no diodo.

Figura 6.16 - Tensão e corrente no diodo



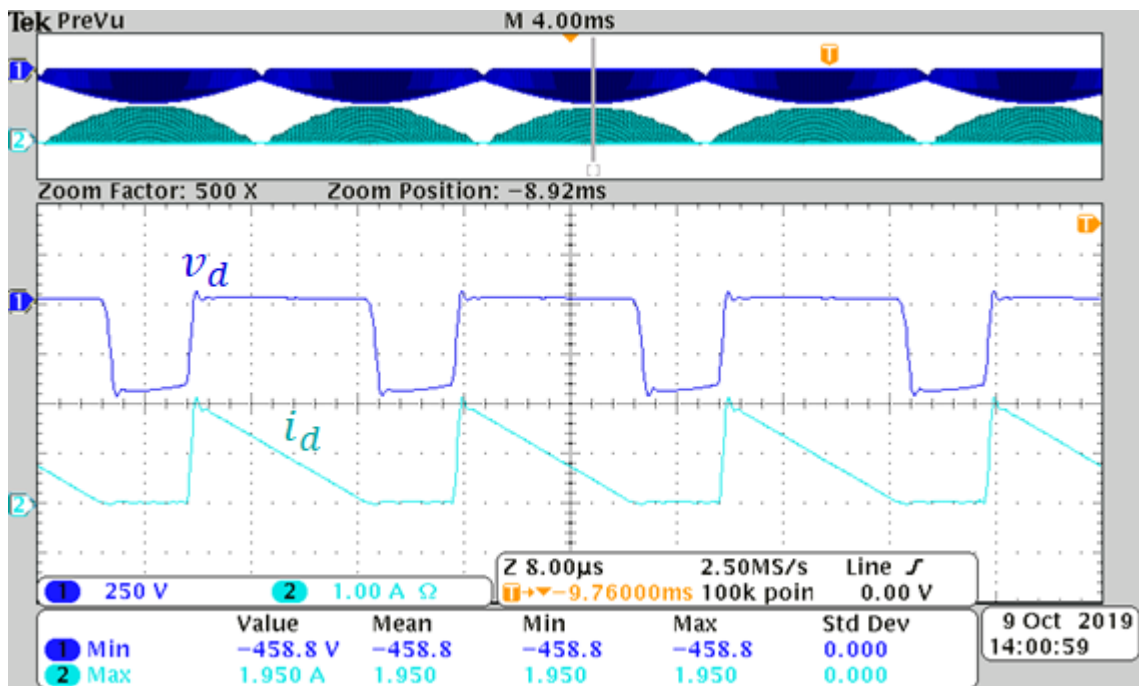
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela 6.6 - Comparação entre valores teóricos e práticos dos esforços de corrente no diodo

Símbolo	Descrição	Valor esperado	Valor obtido
$V_{D,rms}$	Tensão eficaz no diodo	210,94 V	208,00 V
$V_{D,máx}$	Tensão de pico no diodo	-469,73 V	-463,0 V
$I_{D,rms}$	Corrente eficaz no diodo	669,04 mA	651,90 mA
$I_{D,máx}$	Corrente de pico no diodo	2,18 A	2,09 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.17 - Detalhe de alta frequência da tensão e corrente no diodo



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Com o intuito de caracterizar a eficiência, a distorção harmônica e o fator de potência do conversor, medidas foram realizadas com o auxílio do wattímetro digital. A Tabela 6.7 compila o resultado dessas medições.

Tabela 6.7 - Medições de eficiência e qualidade de energia (Medidor de potência digital)

Símbolo	Descrição	Valor obtido
$V_{G,rms}$	Valor eficaz da tensão de entrada	220,96 V
$I_o$	Valor médio da corrente de saída	351,28 mA
$P_{ent.}$	Potência de entrada	51,30 W
$P_{saí}$	Potência de saída	47,71 W
$FP$	Fator de potência	0,978

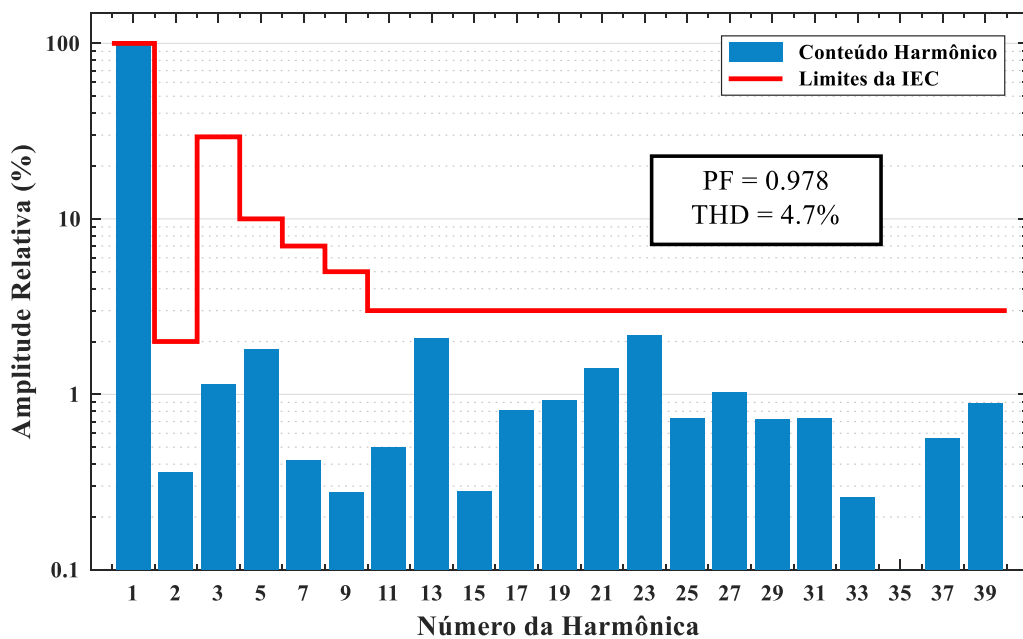
Símbolo	Descrição	Valor obtido
$\eta$	Eficiência	93%

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Como pode ser visto na Tabela 6.7 o conversor conciliou em condições nominais uma elevada eficiência de (93%) com um elevado fator de potência (0,978).

Por fim é mostrado na Figura 6.18 o teste de qualidade de energia da corrente de entrada, no que se refere a adequação da amplitude dos harmônicos a norma IEC 61000-3-2 classe C, que lida com equipamentos de iluminação com potência superior a 25 W. Fica evidente que o conversor atende todos os requisitos da norma.

Figura 6.18 - Teste da corrente de entrada em relação a IEC 61000-3-2 classe C



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

## 6.5 TESTES DE PRÉ-CONFORMIDADE EMI

O teste da EMI conduzida consiste em medir a tensão na saída da LISN com o auxílio do receptor de campos eletromagnéticos. Os seguintes passos devem ser observados (PEDRONI, 2017):

**Passo 1:** Mede-se a tensão de ruído utilizando o detector de média (AV) e compara-se o valor medido com os limites médios da norma. Caso os limites da norma sejam atendidos,

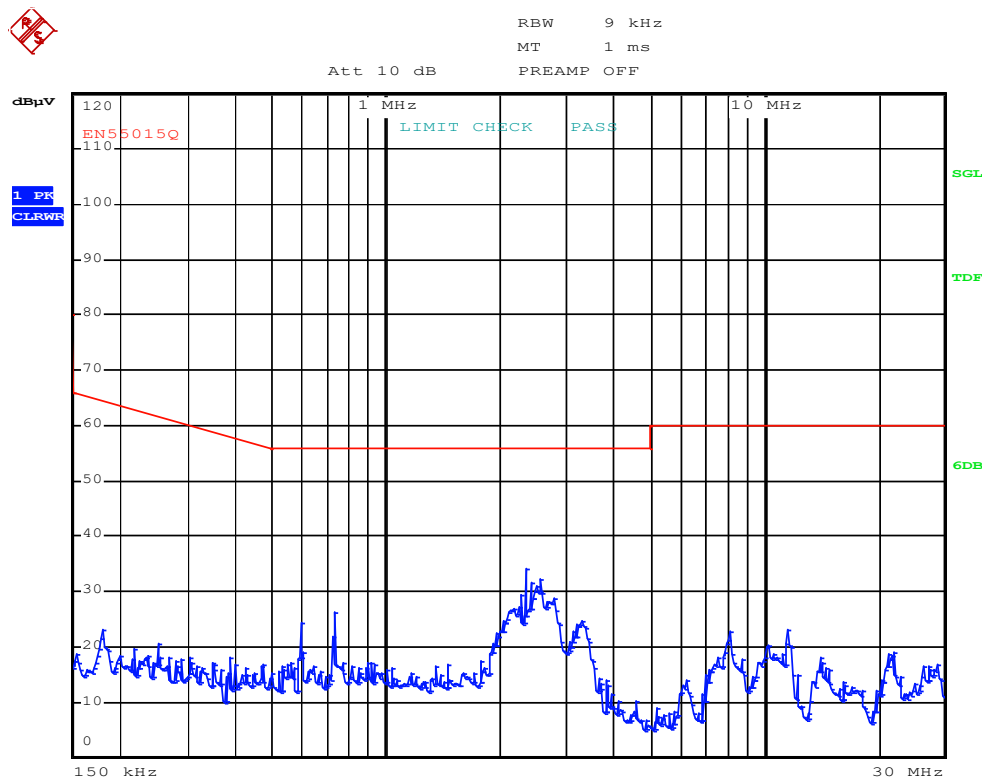
executa-se o passo 2. Se os limites da norma não forem atendidos, deve-se modificar o dispositivo sob teste e repetir o passo 1.

**Passo 2:** Mede-se a tensão de ruído utilizando o detector de pico (PK) e compara-se o valor medido com os limites de quase-pico (QP) da norma. Se os limites da norma forem atendidos o ensaio é considerado aprovado, do contrário executa-se o passo 3;

**Passo 3:** Mede-se a tensão de ruído utilizando o detector de quase-pico (QP) e compara-se o valor medido com os limites de quase-pico (QP) da norma. Se os limites da norma forem atendidos o ensaio é considerado aprovado, do contrário modifica-se o dispositivo e executa-se o ensaio novamente a partir do passo 1.

Inicialmente, realizou-se uma medição com todo o cabeamento conectado, mas com o DUT desligado. Esse primeiro teste permite identificar quais fontes de perturbação eletromagnética existem no ambiente. A Figura 6.19 mostra o ruído ambiente medido com o detector de PK.

Figura 6.19 - Medição do ruído ambiente utilizando o detector de pico (PK)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Observando a Figura 6.19 percebe-se que as perturbações eletromagnéticas mais relevantes estão situadas nas seguintes faixas de frequência:

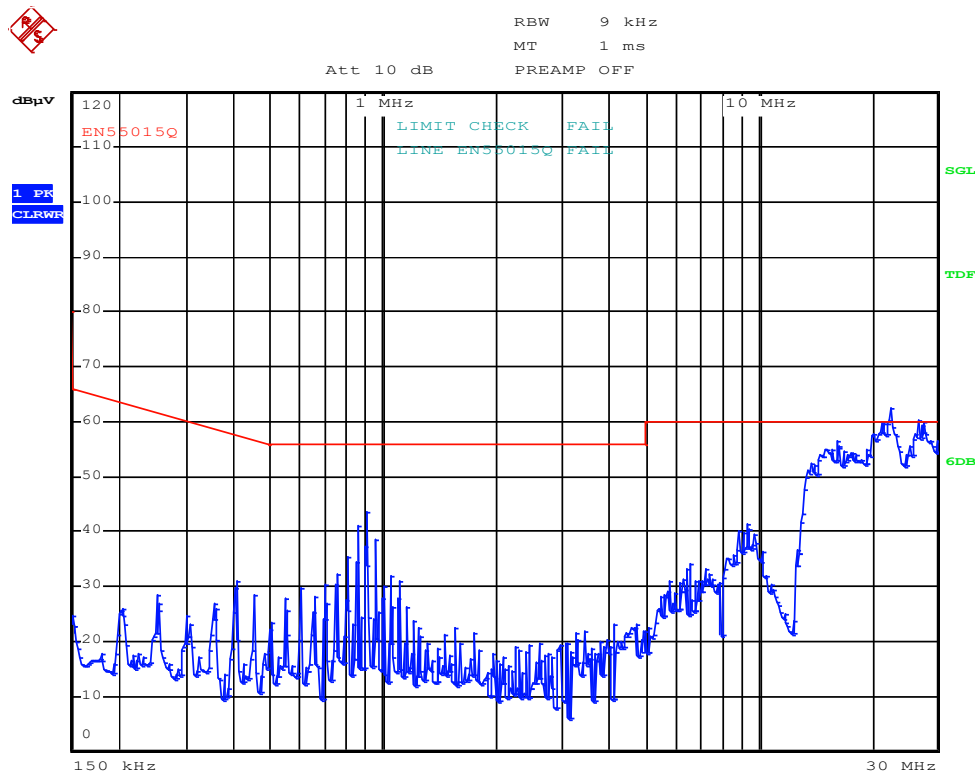
- Entre 2 e 4 MHz onde ocorre um pico da ordem de 30 dB $\mu$ V;
- Entre 8 e 20 MHz onde ocorrem vários picos da ordem de 20 dB $\mu$ V.

Como as frequências compreendidas entre 3 MHz e 30 MHz correspondem as ondas curtas, os picos observados podem se tratar de emissões oriundas de estações de radiotelefonia.

Em um segundo momento, mediu-se a tensão de ruído com o DUT ligado. O resultado das medições utilizando os detectores de pico e média podem ser vistos nas figuras 6.20 e 6.21.

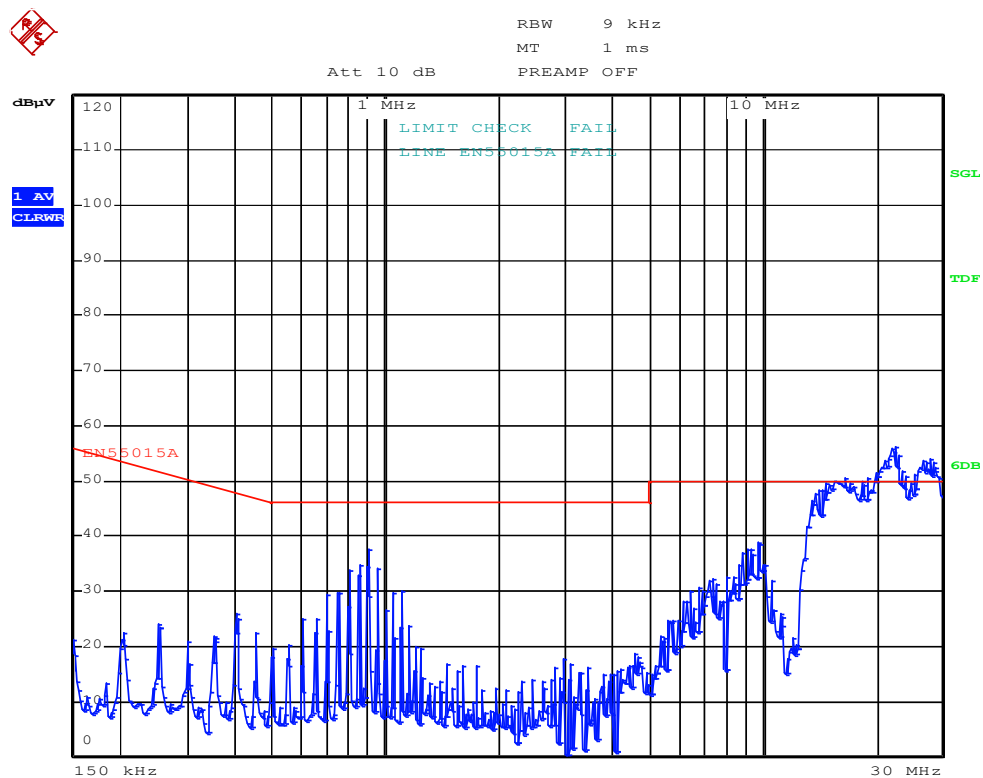
Ao observar as duas figuras, percebe-se que até a frequência de 3 MHz houve a atenuação esperada (em observância da norma) para o ruído conduzido. Nessa faixa de frequências o ruído é predominantemente de modo diferencial, aparecendo na forma de picos nos múltiplos da frequência de comutação.

Figura 6.20 - Medição da tensão de ruído utilizando o detector de pico (PK)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 6.21 - Medição da tensão de ruído utilizando o detector de média (AV)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Por outro lado, a partir da frequência de 3 MHz, a amplitude da tensão de ruído aumenta com o aumento da frequência, o que demonstra uma perda de eficiência da atenuação do filtro. Esse fenômeno pode ser explicado devido a presença de elementos parasitas nos componentes passivos do filtro, que não puderam ser investigados devido à falta de instrumentos mais sofisticados como um analisador de impedâncias.

Pode-se perceber que a partir de 20 MHz os valores medidos excederam um pouco os limites médios e de pico da EN 55015. Esse resultado pode ser atribuído a perda de eficiência do filtro devido aos elementos parasitas como também a presença de perturbações eletromagnéticas no ambiente de testes.

## 6.6 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Em um primeiro momento a estrutura magnética projetada foi construída. O resultado da medição mostrou um erro inferior a 2% em todos os seus parâmetros da estrutura, provando a acurácia das equações de projeto propostas.

Em um segundo momento, foi construído um protótipo para alimentação de uma luminária de 50 W a partir de uma rede de 220 V eficazes. Os resultados experimentais mostraram que o protótipo apresentou alta eficiência (93%), elevado fator de potência (0,978), baixa distorção harmônica total (4,7%) além de cumprir integralmente os requisitos da norma IEC 61000-3-2 classe C.

Por outro lado, os limites para a emissão conduzida dados pela EN 55015 não foram totalmente atendidos para toda a faixa de frequência de medição (150 kHz – 30 MHz). A reprovação no ensaio foi atribuída as fontes de ruído irradiado presentes no ambiente de testes bem como a presença de elementos parasitas nos filtros. Não fosse por isso, os requisitos mínimos da norma seriam alcançados em toda a faixa de frequências de medição. É relevante ainda destacar que o *setup* utilizado nas medições não estava em total acordo com a CISPR 16, dessa forma o resultado do ensaio não significa necessariamente que o equipamento seria reprovado em um ensaio de conformidade em um laboratório certificado.



## 7 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 7.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou uma proposta para alimentação de LEDs empregando um *driver off-line*, isolado e de estágio único baseado no conversor SEPIC com indutores acoplados operando em modo de condução descontínua (DCM).

Foi mostrado que uma das vantagens da topologia escolhida é o fato de a mesma permitir o projeto do conteúdo harmônico de alta frequência da corrente mediante ao ajuste dos parâmetros dos indutores acoplados, uma técnica conhecida também como *ripple steering*. Outra consequência da topologia foi a possibilidade de se projetar um filtro de modo diferencial minimalista, às custas de um aumento da indutância de entrada do conversor.

Em um dado momento, ao comparar o conversor com indutores acoplados com seu equivalente com indutores desacoplados, percebeu-se que o primeiro possibilita reduzir simultaneamente:

- O número de componentes através da integração dos magnéticos;
- O valor das indutâncias para uma mesma especificação de ondulação da corrente de entrada (redução de 11,17 vezes).

Dessa forma, ficou mostrada a viabilidade da versão de indutores acoplados sobre a versão convencional do conversor.

Mostrou-se também que a conversor SEPIC com indutores acoplados permitiu uma redução teórica de 7,61 vezes na indutância do filtro de modo diferencial quando comparado a um conversor *flyback* equivalente.

Para a implementação física do conversor foi proposta uma nova estrutura magnética integrada especialmente desenvolvida para a aplicação. Após ajustes e refinamentos computacionais obteve-se uma estrutura magnética de alta precisão, com menos de 2% de erro em todos os seus parâmetros.

Por fim foi apresentado um protótipo para acionamento em malha aberta de uma luminária de iluminação pública de 50 W a partir de uma rede de 220 V eficazes. Os resultados experimentais mostram que o protótipo obteve alto fator de potência (0,978), elevada eficiência (93%), baixa distorção harmônica total (4,7%) além de atender aos requisitos mínimos da norma IEC 61000-3-2 classe C.

Por outro lado, o protótipo não cumpriu totalmente com os limites de emissão conduzida da norma EN 55015. A reprovação foi atribuída principalmente a fontes de perturbação

eletromagnética nas proximidades do conversor. Outra possibilidade para a reprovação é a presença de elementos parasitas nos componentes do conversor que não puderam ser investigados por limitações de equipamento.

## 7.2 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros sugere-se:

- Estudo do *ripple steering* em conversores operando em CCM;
- Investigação de outras formas de redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada como o uso de conversores entrelaçados;
- Estudo de técnicas de mitigação do ruído de modo comum.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **Vocabulário eletrotécnico internacional – Capítulo 161: Compatibilidade Eletromagnética**. Rio de Janeiro: [s.n.].

ALBUQUERQUE, V. M. et al. **Development of a compact platform for power converter prototyping**. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). **Anais...** In: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP). Juiz de Fora: IEEE, nov. 2017Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8257277/>>. Acesso em: 3 set. 2019

ALMEIDA, P. S. **Conversor integrado SEPIC BUCK-BOOST aplicado ao acionamento de LEDs de potência em iluminação pública**. Dissertação de Mestrado—Juiz de Fora - MG: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.

BARBI, I. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**, 2011.

Disponível em:

<[http://www.professorpetry.com.br/Bases\\_Dados/Apostilas\\_Tutoriais/Apostila\\_Projeto\\_Fisico\\_De\\_Magneticos.pdf](http://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf)>. Acesso em: 18 dez. 2019

BARBI, I. **Correção ativa do fator de potência: Retificadores monofásicos operando em condução descontínua.**, 2015. Disponível em: <<http://ibepe.org/download/correcao-ativa-do-fator-de-potencia-retificadores-monofasicos-operando-em-conducao-descontinua/?wpdmdl=254&refresh=5d6e99afb4efa1567529391>>. Acesso em: 3 set. 2019

BELTRAME, F. et al. EMI conduzida gerada por conversores estáticos aplicados à correção do fator de potência. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 23, n. 1, p. 1–13, fev. 2012.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

CHEN, R.; LAI, J.-S. **Analysis and design of DCM SEPIC PFC with adjustable output voltage**. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais...** In: 2015 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC). Charlotte, NC, USA: IEEE, mar. 2015Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7104393/>>. Acesso em: 1 set. 2019

CRAFORD, G. **Current State of the Art in High Brightness LEDs**. . In: APS MARCH MEETING ABSTRACTS. 1 mar. 2007Disponível em:

<<https://www.aps.org/meetings/multimedia/march2007/upload/craford.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2019

DIXON, L. **High Power Factor Preregulator Using the SEPIC Converter**, 2001.

Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ml/slup103/slup103.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2019

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [s.l.] Springer Science & Business Media, 2001.

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

HAMILL, D. C.; KREIN, P. T. **A “zero” ripple technique applicable to any DC converter.** 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321). **Anais...** In: 30TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Charleston, SC, USA: IEEE, 1999bDisponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/785659/>>. Acesso em: 2 set. 2019

HESTERMAN, B. **Analysis and Modeling of Magnetic Coupling**, 10 abr. 2017. Disponível em: <[http://denverpels.org/Downloads/Denver\\_PELS\\_20070410\\_Hesterman\\_Magnetic\\_Coupling.pdf](http://denverpels.org/Downloads/Denver_PELS_20070410_Hesterman_Magnetic_Coupling.pdf)>. Acesso em: 8 set. 2019

KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **Keysight X-Series Signal Analyzers**, 2015. Disponível em: <<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N9060-90037.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2019

KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **Making Conducted and Radiated Emissions Measurements**, 2019. Disponível em: <<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-6152EN.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2019

KOLAR, J. W. et al. **Novel aspects of an application of 'zero'-ripple techniques to basic converter topologies.** PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972. **Anais...** In: PESC97. RECORD 28TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. FORMERLY POWER CONDITIONING SPECIALISTS CONFERENCE 1970-71. POWER PROCESSING AND ELECTRONIC SPECIALISTS CONFERENCE 1972. St. Louis, MO, USA: IEEE, 1997Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/616810/>>. Acesso em: 1 set. 2019

LI, S. et al. A survey, classification, and critical review of light-emitting diode drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, fev. 2016.

LIZ, M. B. DE. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas.** Tese de doutorado—Florianópolis - SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.

MAINALI, K.; ORUGANTI, R. Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters: A Survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2344–2356, set. 2010.

MEEKER, D. **Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User's Manual**, 25 out. 2019. Disponível em: <<http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>>. Acesso em: 12 dez. 2019

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design.** 2nd ed ed. New York: Wiley, 1995.

MUSAVI, F. et al. Control Loop Design for a PFC Boost Converter With Ripple Steering. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 1, p. 118–126, jan. 2013.

NOLASCO, J. R. **Controlador de LEDs de elevado fator de potência conectado à rede CA baseado no conversor Cuk isolado**. Dissertação de Mestrado—Juiz de Fora - MG: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2018.

PEDRONI, R. **Técnicas de mitigação da interferência eletromagnética em equipamentos de iluminação a LED**. Dissertação de Mestrado—Santa Maria - RS: Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

RAGGL, K.; NUSSBAUMER, T.; KOLAR, J. W. Guideline for a Simplified Differential-Mode EMI Filter Design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 3, p. 1031–1040, mar. 2010.

SCHAFFNER. **Electromagnetic compatibility of lighting equipment**, 2011. Disponível em: <[https://www.schaffner.com/fileadmin/media/downloads/application\\_note/Schaffner\\_AN\\_Lighting\\_equipment.pdf](https://www.schaffner.com/fileadmin/media/downloads/application_note/Schaffner_AN_Lighting_equipment.pdf)>. Acesso em: 3 set. 2019

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes (Second Edition, 2006)**. [s.l.] E. Fred Schubert, 2006.

SIMONETTI, D. S. L. et al. **Design criteria for SEPIC and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode**. Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation. **Anais...** In: 1992 INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, INSTRUMENTATION, AND AUTOMATION. San Diego, CA, USA: IEEE, 1992. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/254619/>>. Acesso em: 3 set. 2019

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630–637, out. 1997.

SOARES, G. M. **Capacitance reduction in off-line LED drivers by using active ripple compensation techniques**. Tese de doutorado—Juiz de Fora - MG: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017.

SOARES, G. M. **Correção Ativa do Fator de Potência (PFC) subtópicos: Compatibilidade Eletromagnética (EMC)**, 2018.

TARATEERASETH, V.; KHAN-NGERN, W. **Reducing the electromagnetic interference for single-stage single-switch AC/DC power factor correction by ripple-steering technique**. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. **Anais...** In: FIFTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS. Singapore: IEEE, 2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1282838/>>. Acesso em: 1 set. 2019

TEKBOX DIGITAL SOLUTIONS. **Conducted emission pre-compliance measurements**, [s.d.]. Disponível em: <<https://telonicinstruments.co.uk/rigol-uk/tekbox/Presentation%20-%20Conducted%20Emissions%20Pre-Compliance%20Testing.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2019

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Catálogo de Ferrite Thornton**, 2015. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2015

VALCHEV, V. C.; VAN DEN BOSSCHE, A. **Inductors and Transformers for Power Electronics**. 1. ed. New York: CRC Press, 2005.

WOLFSPEED; CREE. **Cree First to Break 300 Lumens-Per-Watt Barrier**. Disponível em: <<https://www.cree.com/news-media/news/article/cree-first-to-break-300-lumens-per-watt-barrier>>. Acesso em: 3 set. 2019.

## APÊNDICE A – ALGORITMO DE PROJETO DO CONVERSOR E DA ESTRUTURA MAGNÉTICA INTEGRADA

Este apêndice objetiva documentar o algoritmo do MATLAB utilizado no projeto do conversor e da estrutura magnética proposta neste trabalho.

```

clear all
close all
clc

%Constantes
kw = 0.7; %Taxa de ocupação do cobre no carretel
Jmax = 500e4; %Densidade de corrente máxima no cobre
Bsat = 0.3; %Densidade de fluxo de saturação
u0 = pi*4e-7; %Permeabilidade magnética do vácuo
ur = 1750; %Permeabilidade relativa do núcleo
RoCobre = 17.3e-9; %Resistividade do cobre

%Especificações da Rede
Vg = 220*sqrt(2); %Tensão de pico
frede = 60; %Frequência da rede

% Especificações da Luminária
rd = 20.16; %Resistência dinâmica do LED
Po = 50; %Potência
Io = 350e-3; %Corrente Média
Vo = Po/Io; %Potência

% Especificações de desempenho do acionamento
deltaIoPorcentagem = 0.3; %Máxima ondulação percentual admitida
(30%)
delta_Vo = deltaIoPorcentagem*rd*Io; %Máxima ondulação de tensão

%Restrições de Operação do conversor
Vm_max = 600; %Máximo esforço de tensão sobre o MOSFET
nmin = Vo / (Vm_max - Vg); %Relação de transformação mínima
n = 1; %Escolhendo-se n > nmin
dmax = Vo / (Vo + n * Vg); %dcrítico para operação em dcm
d = 0.3; %Escolhendo-se d < dmax

%Especificações do conversor
fs = 50e3; %Frequência de comutação

%Cálculo Variáveis Auxiliares
Ig_pico = (2 * Po) / Vg; %Corrente de pico da entrada
delta_Ig = Ig_pico/10; %Ondulação de alta frequência pretendida 10%
da corrente de pico

omega_rede = 2 * pi * frede; %Frequência angular da Rede
omega_s = 2 * pi * fs; %Frequência angular de chaveamento
omega_ress = omega_rede*sqrt(omega_s/omega_rede); %Frequência
angular de ressonância

```

```

Ts = 1 / fs; %Período de comutação

%Projeto da indutância equivalente necessária
Leq = (Vg^2 * d^2) / (4 * Po * fs);
%Projeto do capacitor de saída
Co = Po / (omega_rede * delta_Vo * Vo)

%Dados dos núcleos utilizados
Ac = 105.12e-6; %Área da perna central
lc = 24.5e-3; %Comprimento da perna central

Al = 14.6*5.25e-6; %Área da perna lateral
ll = 48.9e-3; %Comprimento da perna lateral
%Dimensões da perna lateral
xl=5.25e-3;
yl=14.6e-3;

Aw = (2*(9.7e-3)*(6.15e-3)); %Área da janela

lm = 67e-3; %Comprimento médio do carretel

lgi = [0.8e-3 0.6e-3 0.48e-3 0.39e-3 0.33e-3 0]; %Vetor dos gaps
intrínsecos da perna central
lgl = [0.1e-3 0.2e-3 0.3e-3 0.4e-3 0.5e-3 0.6e-3 0.7e-3 0.8e-3];
%Vetor de possibilidades de gap da perna lateral

%Esforços de corrente no magnético (simulados a priori)
I1min = 3.0810230e-001;
I1max = 3.5291924e-001;
I2min = -3.1805025e-001;
I2max = 1.8492297e+000;

I1rms = 2.3562685e-001;
I2rms = 6.5371256e-001;
I3rms = 6.7380095e-001;

%Tabela AWG, Diâmetro, Seção
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];

[nl nc] = size(tblAwg);

%Cálculo da profundidade de penetração
delta = sqrt(2*RoCobre/(2*pi*fs*u0));
%Seção máxima dos condutores
Smax = pi*(delta)^2;
pos1 = min(find(tblAwg(:,3)<Smax));
if isempty(pos1)
    pos1 = 1;
end
Smax = tblAwg(pos1,3);

%Seção mínima do condutor do enrolamento primário
Sfio1 = I1rms/Jmax;
if Sfio1 < Smax
    pos2 = max(find(tblAwg(:,3)>Sfio1));
    Sfio1 = tblAwg(pos2,3);
    ncond1 = 1;
else
    ncond1 = ceil(Sfio1/Smax);
    pos2 = pos1;
    Sfio1 = Smax;
end

%Seção mínima do condutor do enrolamento secundário
Sfio2 = I2rms/Jmax;
if Sfio2 < Smax
    pos3 = max(find(tblAwg(:,3)>Sfio2));
    Sfio2 = tblAwg(pos3,3);
    ncond2 = 1;
else
    ncond2 = ceil(Sfio2/Smax);
    pos3 = pos1;
    Sfio1 = Smax;
end

%Seção mínima do condutor do terceiro enrolamento
Sfio3 = I3rms/Jmax;
if Sfio3 < Smax
    pos4 = max(find(tblAwg(:,3)>Sfio3));
    Sfio3 = tblAwg(pos4,3);
    ncond3 = 1;
else
    ncond3 = ceil(Sfio3/Smax);
    pos4 = pos1;
    Sfio3 = Smax;
end

%Bitolas em AWG
bitolaSkin = tblAwg(pos1,1)
bitolaAwg1 = tblAwg(pos2,1)
bitolaAwg2 = tblAwg(pos3,1)
bitolaAwg3 = tblAwg(pos4,1)

```

```

tt = 0;

for i = 1:length(lgi)
    for j =1:length(lgl)

        %Cálculo do Gap Central
        lgc = lgi(i) + lgl(j);

        %Cálculo dos fatores de espraçamento
        Fl = (xl+lgl(j))*(yl+lgl(j))/Al;
        Fc = 969.35*lgc+ 0.9789;

        %Cálculo das relutâncias
        Rl = (ll)/(ur*u0*Al);
        Rc = (lc)/(ur*u0*Ac);
        Rgl = lgl(j)/(u0*Al*Fl);
        Rgc = lgc/(u0*Ac*Fc);

        %Relutâncias equivalentes
        Rel = Rl + Rgl; %Perna Lateral
        Rec = Rc + Rgc; %Perna Central
        Rt = (Rel + parl(Rel,Rec)); %Relutância total

        %Coeficiente de acoplamento
        kc = Rec/(Rec + Rel); %Coeficiente de acoplamento

        %Relação de transformação dos indutores acoplados
        aa = Vg * d * Ts / delta_Ig; %Variável auxiliar
        bb = Leq; %Variável auxiliar

        polin = roots([(aa-bb) (-kc*(aa-2*bb)) -bb]);
        nk = max(polin);

        %Cálculo das indutâncias próprias e mútuas requeridas
        L11 = Leq * (1 + nk^2 - 2*kc*nk)/(nk^2*(1 - kc^2));
        L22 = (nk^2)*L11;
        Lm = kc*sqrt(L11*L22);

        %Indutâncias emuladas
        L1= L11 * (1- kc^2) / (1 - Lm/L22);
        L2 = L22 * (1- kc^2) / (1 - Lm/L11);

        %Capacitor intermediário
        Cs = 1 / ((omega_ress ^ 2) * (L1 + L2))

        %Número de Espiras
        N11 = round(sqrt(L11*Rt));
        N22 = round(sqrt(L22*Rt));
        N33 = round(N22/n);

        %Cálculo dos Fluxos e das densidades de fluxo (Máximos)
        I1 = I1max;
        I2 = I2max;

        phi11 = N11*I1 / Rt;
        phi12 = phi11*kc;

```

```

phi22 = N22*I2 / Rt;
phi21 = phi22*kc;

Be = (phi11+phi21)/Al;
Bd = (phi22+phi12)/Al;
Bc = ((phi11*(1-kc))-(phi22*(1-kc)))/Ac;

%Restrições de saturação
Be_Bsat = abs(Be/Bsat);
Bd_Bsat = abs(Bd/Bsat);
Bc_Bsat = abs(Bc/Bsat);

%Cálculo da área ocupada
Awemin = N11*ncond1*Sfio1/kw;
Awdmin = (N22*ncond2*Sfio2+N33*ncond3*Sfio3)/kw;

%Testando realização;
Exece = abs(Awemin/Aw);
Execd = abs(Awdmin/Aw);

%Vetor de restrições
Restricoes = [Be_Bsat Bd_Bsat Bc_Bsat Exece Execd];

    if(Restricoes < ones(1,length(Restricoes))) %Se todas as
    restrições forem atendidas..

        tt = tt+1;
        %Armazena variáveis de projeto
        mt(tt,1:22) = [Be_Bsat Bd_Bsat Bc_Bsat Exece Execd L1 L2
L11 L22 Lm kc lgl(j) lgi(i) N11 N22 N33 ncond1 ncond2 ncond3
bitolaAwg1 bitolaAwg2 bitolaAwg3]

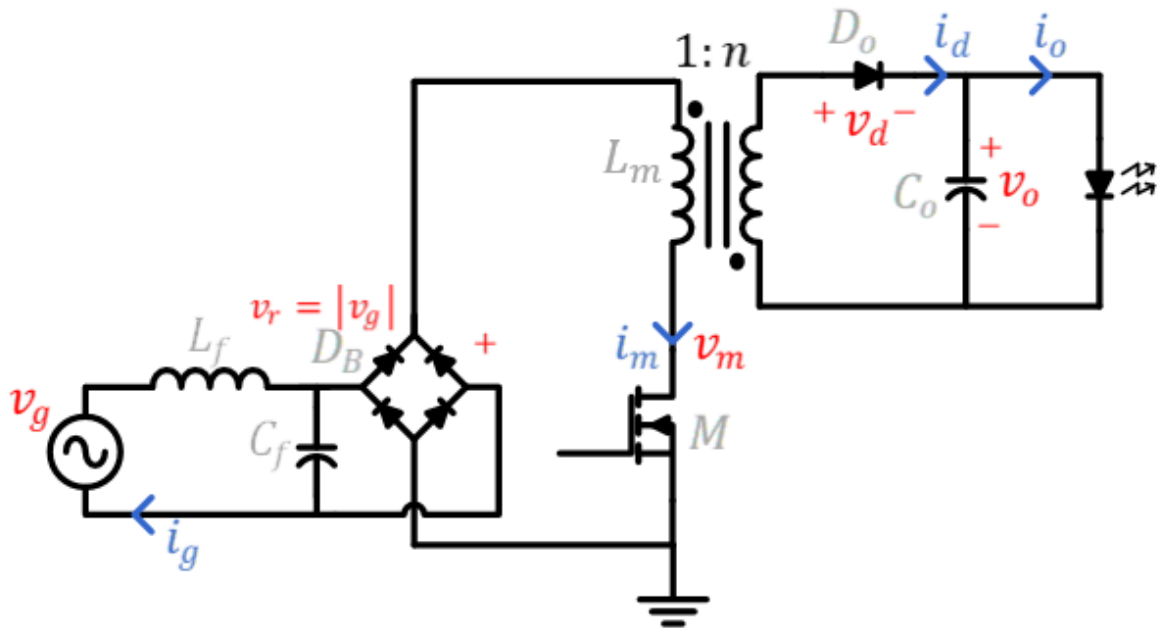
    end
end
end

```

## APÊNDICE B – PROJETO DO CONVERSOR FLYBACK EQUIVALENTE

Este apêndice mostra como foi realizado o projeto do conversor *flyback* que foi citado na seção 5.3.1. O circuito do conversor *flyback* é mostrado na Figura B.1.

Figura B.1 - Diagrama esquemático do conversor *flyback*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para que haja a equivalência entre os dois conversores (*flyback* e SEPIC), ambos deverão alimentar a mesma carga a partir da mesma rede. Ou seja, as especificações de entrada e saída deverão ser as mesmas. A Tabela B.1 resume as especificações adotadas.

Tabela B.1: Especificações de projeto do conversor *flyback*

Símbolo	Descrição	Valor
$V_G$	Tensão de pico da rede	311 V
$f$	Frequência da rede	60 Hz
$I_o$	Corrente média de saída	350 mA
$\Delta I_o\%$	Ondulação percentual da corrente de saída	30%
$V_o$	Tensão média de saída	143,81 V
$\Delta V_o$	Ondulação da tensão de saída	2,16 V

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para uma comparação justa entre os conversores, é necessário garantir que os seus semicondutores estejam submetidos aos mesmos esforços de tensão e corrente. Os esforços de pico do *flyback* são (BARBI, 2015):

$$V_{D,máx} = -\left(V_G + \frac{V_O}{n}\right) \quad (\text{B.1})$$

$$I_{D,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{n \cdot L_{mag}} \quad (\text{B.2})$$

$$V_{M,máx} = V_G + \frac{V_O}{n} \quad (\text{B.3})$$

$$I_{M,máx} = \frac{V_G \cdot D \cdot T_s}{L_{mag}} \quad (\text{B.4})$$

Onde:

- $V_G$  é a tensão de pico da rede [V];
- $V_O$  é a tensão média de saída [V];
- $n$  é a relação de transformação;
- $L_{mag}$  é a indutância de magnetização do transformador do *flyback* [H];
- $D$  é o ciclo de trabalho dos interruptores;
- $T_s$  é o período da frequência de comutação dos interruptores [s];
- $V_{D,máx}$  é a tensão máxima sobre o diodo  $D_o$  [V];
- $I_{D,máx}$  é a corrente máxima no diodo  $D_o$  [A];
- $V_{M,máx}$  é a tensão máxima sobre o MOSFET  $M$  [V];
- $I_{M,máx}$  é a corrente máxima no MOSFET  $M$  [A].

É relevante destacar que as equações mostradas acima são idênticas as do conversor SEPIC, bastando substituir a indutância de magnetização do transformador do *flyback* ( $L_{mag}$ ) pela indutância equivalente do SEPIC ( $L_{eq}$ ). Outro fato curioso é que para um mesmo vetor de especificações [ $V_G, D, P_O, T_s$ ] as indutâncias de ambos os conversores são iguais ( $L_{mag} = L_{eq}$ ). Matematicamente:

$$L_{mag} = L_{eq} = \frac{V_G^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot P_O} \quad (\text{B.5})$$

Como as especificações de entrada e saída são idênticas, para ter dois conversores equivalentes basta escolher os mesmos valores de  $n$ ,  $D$  e  $T_s$ .

É importante também que os dois conversores tenham na saída a mesma ondulação de tensão. Para garantir que a ondulação da tensão de saída do conversor *flyback* seja de  $\Delta V_O$ , o valor do capacitor  $C_o$  deve ser:

$$C_o = \frac{P_o}{\omega \cdot \Delta V_o \cdot V_o} \quad (\text{B.6})$$

O capacitor  $C_o$  calculado a partir da equação B.6 resultou em  $438,59 \mu F$  que é o mesmo valor obtido para o conversor SEPIC.

Calculados todos os parâmetros e componentes, apresenta-se a Tabela B.2 com o resumo dos dados do conversor *flyback*.

Tabela B.2 - Componentes e parâmetros do conversor flyback

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor</b>
$f_s$	<i>Frequência de comutação</i>	50 kHz
$D$	<i>Razão cíclica</i>	0,30
$n$	<i>Relação de transformação</i>	1
$L_{mag}$	<i>Indutância de magnetização</i>	871,20 $\mu H$
$C_o$	<i>Capacitância de saída</i>	470 $\mu F$

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Com a finalidade de validar o projeto, simulou-se o conversor no software PSIM, sendo que suas formas de onda são mostradas na Figura B.2

Observando a Figura B.2 percebe-se que:

- Os valores de pico da forma de onda da corrente de entrada  $i_g(t)$  seguem a forma de onda da tensão de entrada  $v_g(t)$ ;
- A corrente de entrada  $i_g(t)$  possui um alto conteúdo harmônico de alta frequência comparado ao conversor SEPIC. A título de comparação, o valor eficaz das componentes de alta frequência da corrente de entrada ( $I_{ruído, rms}$ ) do *flyback* é de 423,20 mA enquanto a do SEPIC é de 60,59 mA;
- A tensão de saída  $v_o(t)$  é praticamente constante apresentando uma pequena ondulação  $\Delta V_o$  coerente com o valor projetado;
- Os valores máximos dos esforços de corrente e tensão no diodo e no MOSFET são idênticos (dada a relação de transformação  $n$  unitária), sendo que o esforço de tensão não excedeu em nenhum momento o valor  $V_{M, máx} = 600 V$ .

Figura B.3 é feita uma comparação entre as formas de onda dos conversores SEPIC e *flyback*. As formas de onda em azul são do conversor SEPIC e as formas de onda em vermelho são do conversor *flyback*.

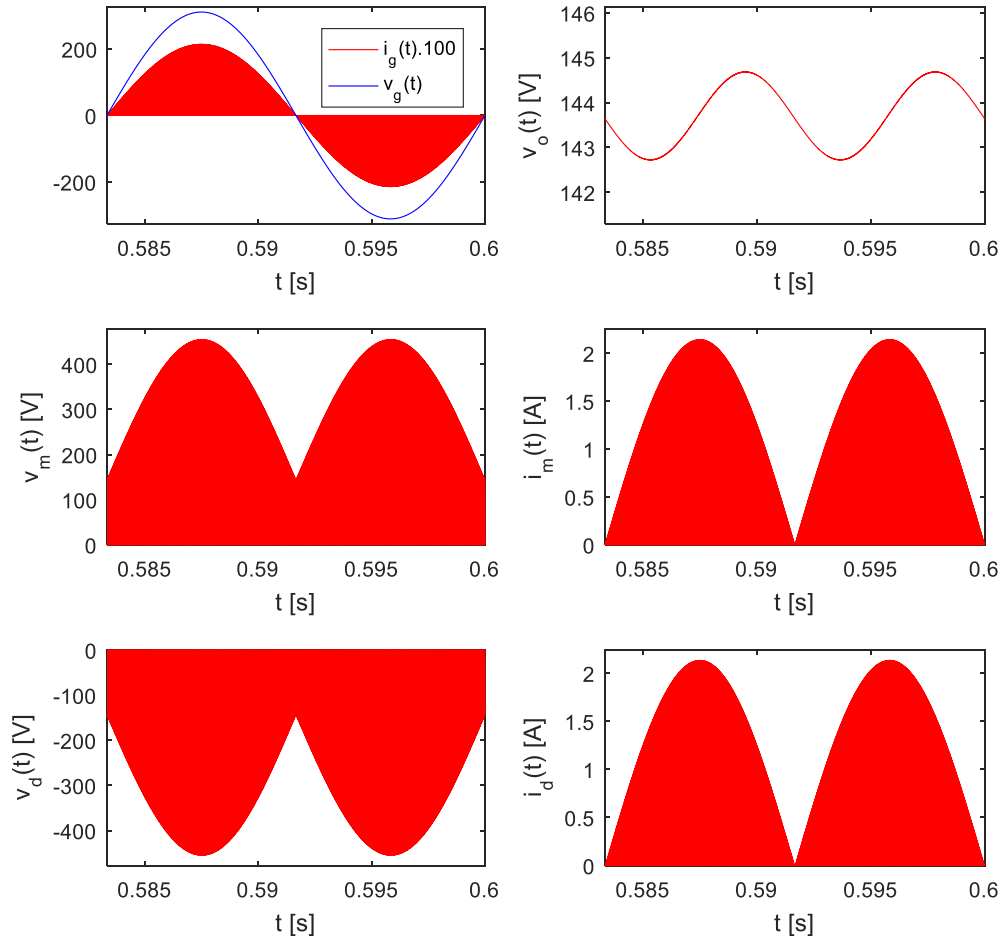
É possível observar na Figura B.3 que as formas de onda das tensões e correntes nos interruptores bem como a forma de onda da tensão de saída são as mesmas, sendo que a diferença mais relevante está na corrente de entrada  $i_g(t)$ , onde percebe-se que a corrente de entrada do SEPIC é praticamente constante (em um período da alta frequência) quando comparada a do *flyback*

Por fim, foi projetado o filtro EMI de modo diferencial seguindo os mesmos procedimentos descritos na seção 5.3. Destaca-se que:

- O valor eficaz da componente de alta frequência da corrente de entrada do *flyback* foi de  $I_{ruído, rms} = 423,20 \text{ mA}$ ;
- O espectro da corrente de entrada decai com uma taxa de  $-20\text{dB/década}$  portanto foi utilizado  $a = 1$  nas equações de projeto do filtro.

As equações foram então aplicadas na sequência apresentada na seção 5.3 e o resultado foi compilado na Tabela B.3. Destaca-se que a indutância equivalente de modo diferencial  $L_f$  foi 7,61 vezes maior que a requerida pelo conversor SEPIC.

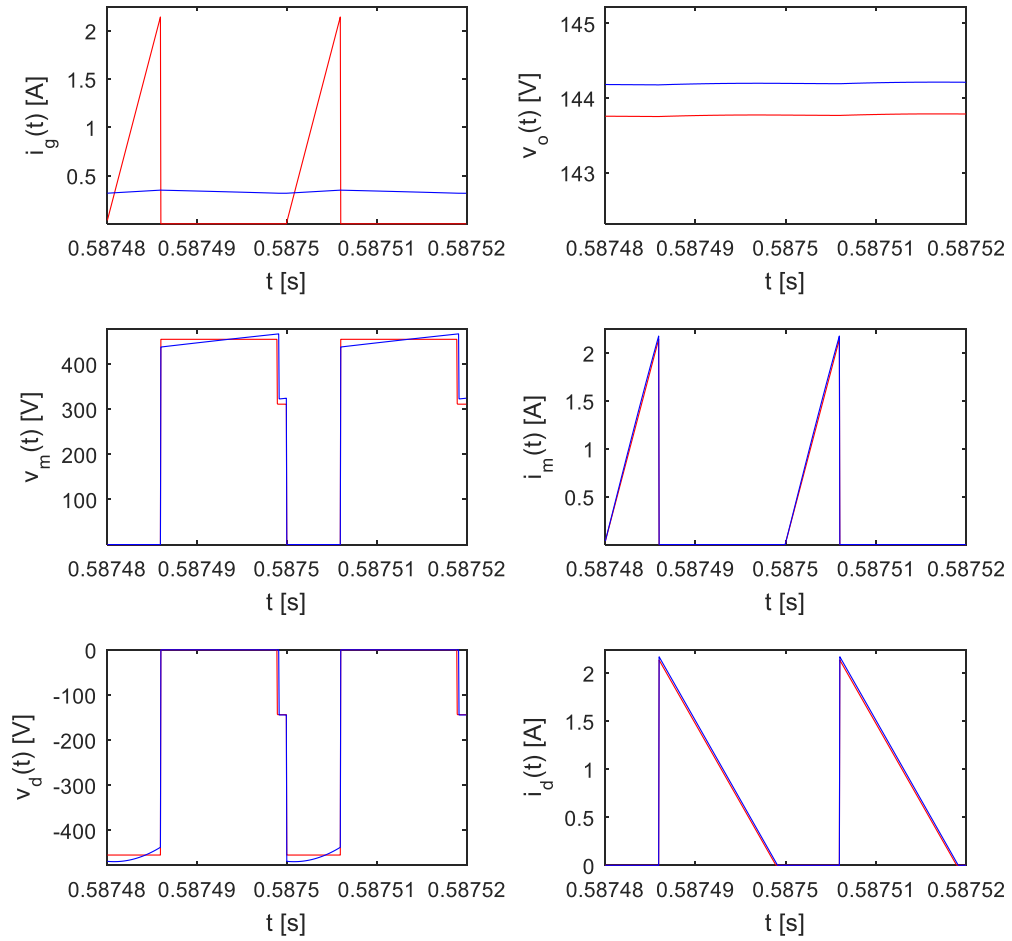
Figura B.2 - Formas de onda do conversor *flyback* (Baixa frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).



Figura B.3 – Comparação das formas de onda dos conversores SEPIC (azul) e *flyback* (vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela B.3 - Dados de projeto do filtro de modo diferencial.do conversor *flyback*

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor esperado</b>
$I_{G,rms}$	<i>Valor eficaz da corrente de entrada</i>	480,37 mA
$I_{1,rms}$	<i>Valor eficaz da primeira harmônica da corrente de entrada</i>	227,27 mA
$I_{ruído,rms}$	<i>Valor eficaz da parcela de alta frequência da corrente de entrada</i>	423,20 mA
$U_{ruído.rms}$	<i>Valor eficaz da tensão na LISN</i>	21,16 V
$U_{QP}$	<i>Tensão de quase-pico estimada na entrada do receptor</i>	136,97 dB $\mu$ V
$MS$	<i>Margem de segurança do projeto</i>	6 dB